

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství

Měření impedanční spektroskopie pomocí frekvenční analýzy

**Bioimpedance Spectroscopy Measurement using Frequency
Analysis**

2017

Kateřina Vopálková

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Kateřina Vopálková**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 3901T009 Biomedicínské inženýrství
Téma: **Měření impedanční spektroskopie pomocí frekvenční analýzy**
Bioimpedance Spectroscopy Measurement using Frequency Analysis
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Zpracování teorie měření bioimpedance.
2. Popis metod frekvenční analýzy biosignálů.
3. Návrh metodiky měření bioimpedance pomocí frekvenční analýzy.
4. Měření na laboratorních vzorcích.
5. Frekvenční analýza změřených dat.
6. Vyhodnocení měření a navržené metodiky.
7. Zhodnocení výsledků práce.

Seznam doporučené odborné literatury:


- [1] BRONZINO, Joseph D. et al. *The Biomedical Engineering Handbook*. 1st Edition. Boca Raton: CRC Press, 1995. 2896 s. ISBN 0849383463.
- [2] MICHALÍKOVÁ, Markéta. *Měření bioimpedance v širokém pásmu frekvencí*. Ostrava, 2013. Diplomová práce. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství.
- [3] WEBSTER, John. G. *Medical Instrumentation: Application and Design*. 3rd Edition. Hoboken (USA): Wiley, 1998. 961 s. ISBN 0-471-15368-0.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Michal Prauzek, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 28.04.2017


doc. Ing. Jiří Koziorek, Ph.D.
vedoucí katedry




prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala samostatně. Uvedla jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpala.

V Ostravě dne 28. dubna 2017



.....
Kateřina Vopálková

Poděkování

Chtěla bych tímto poděkovat vedoucímu mé práce Ing. Michalu Prauzkovi, Ph.D. za odbornou a metodickou pomoc a za cenné rady při zpracování této diplomové práce. Dále bych chtěla poděkovat Ing. Jaromíru Konečnému, Ph.D. za rady v rámci společných konzultací, Ing. Markétě Venclíkové za pomoc při měření signálů a doc. Ing. Štěpánu Ožanovi, Ph.D. za konzultace a rady při vytváření algoritmu.

Abstrakt

Tato diplomová práce je zaměřená na návrh metody (algoritmu) pro zpracování dat z bioimpedančního měření. Cílem je pomocí daného algoritmu určit frekvenční závislost impedance. Na základě metody detekce podílu zesílení a rozdílu fáze jsou měřeny dva různé signály z navržených RC článků, které simulují elektrické vlastnosti tkáně. Tyto signály odpovídají odezvě RC článku a referenčního rezistoru na budící skokové vstupní napětí. Součástí algoritmu je proces identifikace systému pomocí aproximace parametrů přenosu metodou nejmenších čtverců. Z nalezeného přenosu lze určit frekvenční závislost bioimpedance. Tento algoritmus je vytvořen za účelem následné implementace na mikrokontrolér a k využití přímo pro přístroj měřící bioimpedanci.

Klíčová slova

bioimpedance, impedanční spektroskopie, metoda detekce podílu zesílení a rozdílu fáze, frekvenční analýza, identifikace soustavy, aproximace přenosu

Abstract

This thesis is focused on creating a method (an algorithm) for data processing from bioelectrical impedance measurements. The aim of this thesis is to determine frequency dependence of impedance using the created algorithm. Based on the magnitude ratio phase difference detection method, two different signals are measured from designed simple RC circuits, which simulate electrical properties of tissue. Those signals correspond to an RC and a reference resistor response to the excitation step input voltage. A part of the algorithm is a system identification process using approximation of transfer function parameters by the least squares method. The frequency dependence of bioelectrical impedance can be found from the approximated transfer function. This algorithm is created to be subsequently implemented on a microcontroller and then to be used directly for a bioelectrical impedance measurement device.

Key words

bioelectrical impedance, impedance spectroscopy, magnitude ratio phase difference detection, frequency analysis, system identification, transfer function approximation

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratek	1
Seznam obrázků	4
Seznam tabulek.....	6
Úvod.....	7
1 Měření bioimpedance	8
1.1 Náhradní elektrické obvody	8
1.2 Coleův model	9
1.2.1 Frekvenční vlastnosti	10
1.3 Elektrodové konfigurace	11
1.3.1 Dvouelektrodové snímání	12
1.3.2 Čtyřelektrodové snímání.....	12
1.3.3 Osmielektrodové snímání	12
1.4 Bioimpedanční spektroskopie	13
1.5 Elektrické obvody pro měření bioimpedance.....	14
1.5.1 Můstky	15
1.5.2 Detekce fáze	15
1.6 Detekce poměru zesílení a rozdílu fáze	17
1.7 Klinické použití bioimpedančních měření.....	17
1.7.1 Celotělová impedance.....	18
2 Frekvenční analýza biosignálů.....	20
2.1 Fourierova transformace.....	20
2.1.1 Diskrétní Fourierova transformace	20
2.1.2 Rychlá Fourierova transformace.....	21
2.2 Parametrické metody odhadu spektra.....	23
2.2.1 Identifikace systému a odhad parametrů	24
3 Návrh metodiky měření.....	26
3.1 Simulace RC článků	26
3.2 Určení teoretické impedance	30
3.3 Matematický model soustavy a aproximace.....	31

3.3.1	Určení spojitého přenosu	32
3.3.2	Diskretizace spojitého přenosu	33
3.3.3	Aproximace parametrů	34
3.3.4	Zpětné určení spojitého přenosu	34
3.3.5	Určení aproximovaných frekvenčních charakteristik	36
4	Měření na laboratorních vzorcích	40
4.1	Měření č. 1.....	40
4.2	Vykreslení naměřených dat	41
4.3	Měření č. 2 – přípravek pro měření bioimpedance.....	42
4.4	Ověření naměřené impedance	43
5	Frekvenční analýza změřených dat	48
5.1	Parametry aproximovaného přenosu	49
5.2	Frekvenční charakteristiky impedance.....	51
5.3	Zpětné určení hodnot součástí	53
5.4	Implementace GUI	53
5.4.1	Ovládání.....	54
5.4.2	Načtení signálu	54
5.4.3	Model skokové odezvy a frekvenční charakteristiky	55
5.4.4	Určení hodnot součástí.....	56
5.4.5	Možnosti nastavení	56
5.5	Frekvenční analýza signálů z měření č. 2.....	58
6	Vyhodnocení	59
6.1	Porovnání teoretické a aproximované frekvenční charakteristiky	59
6.2	Chyby aproximace frekvenčních charakteristik	62
6.3	Chyby aproximace součástí	63
	Závěr.....	66
	Seznam literatury	68
	Seznam příloh	70

Seznam použitých symbolů a zkratek

A	zesílení zesilovače
AR	(Autoregressive) autoregresivní model
ARMA	(Autoregressive-Moving Average) model autoregresivní-klouzavý průměr
ARX	(Autoregressive model with external input) autoregresivní model s vnějším vstupem
BIA	(Bioimpedance Analysis) bioimpedanční analýza
BIS	(Bioimpedance Spectroscopy) bioimpedanční spektroskopie
C (F)	kapacita (farad)
csv	(Comma-separated values) hodnoty oddělené čárkami, formát souboru
DFT	(Discrete Fourier Transform) diskrétní Fourierova transformace
f (Hz)	frekvence (hertz)
FFT	(Fast Fourier Transform) rychlá Fourierova transformace
FIR	(Finite Impulse Response) filtr s konečnou impulsní odezvou
FT	(Fourier Transform) Fourierova transformace
G(s)	spojitý přenos soustavy
G(z)	diskrétní přenos soustavy
GUI	(Graphical User Interface) grafické uživatelské rozhraní
HF	(High Frequency) vysoká frekvence
IDFT	(Inverse Discrete Fourier Transform) inverzní diskrétní Fourierova transformace
I (A)	proud (ampér)
IFT	(Inverse Fourier Transform) inverzní Fourierova transformace
IIR	(Infinite Impulse Response) filtr s nekonečnou impulsní odezvou
j	imaginární jednotka
K	konstanta zesílení

L (m)	délka segmentu (metr)
LAFCH	logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika
LF	(Low Frequency) nízká frekvence
LFFCH	logaritmická fázová frekvenční charakteristika
MA	(Moving Average) model klouzavý průměr
MRPDD	(Magnitude Ratio Phase Difference Detection) detekce poměru zesílení a rozdílu fáze
N	počet vzorků
OE	(Output Error) model Output Error
R (Ω)	odpor (ohm)
RC	(odpor-kapacita)
RLC	(odpor-indukčnost-kapacita)
R _{REF}	referenční rezistor
s(t)	signál v časové oblasti
S(ω)	signál ve frekvenční oblasti (komplexní proměnná)
T (s)	vzorkovací perioda (sekunda)
U (V)	napětí (volt)
U(s)	obraz vstupu soustavy
X (Ω)	reaktance (ohm)
Y (S)	admittance (Siemens)
Y(s)	obraz výstupu soustavy
Z (Ω)	impedance (ohm)
ZOBD	Zpětná obdélníková metoda
Δ	absolutní chyba
δ	relativní chyba
ϵ (F·m ⁻¹)	permitivita (farad/metr)

θ	matice aproximovaných parametrů
$\sigma \text{ (S}\cdot\text{m}^{-1}\text{)}$	konduktivita (Siemens/metr)
$\varphi \text{ (rad)}$	fáze (radián)
$\omega \text{ (Hz)}$	kmitočet (hertz)

Seznam obrázků

Obrázek 1-1: Zjednodušený náhradní obvod buňky. (3).....	9
Obrázek 1-2: Náhradní obvod tkáně pro měření bioimpedance (1).....	9
Obrázek 1-3: Nyquistův diagram impedance – Coleův model (5).....	10
Obrázek 1-4: Průchod proudu tkání při nízkých (LF) a vysokých (HF) frekvencích (2).....	10
Obrázek 1-5: Frekvenční závislost permitivity a konduktivity (7)	11
Obrázek 1-6: Schéma dvouelektrodového snímání (9)	12
Obrázek 1-7: Schéma čtyřelektrodového snímání (9)	12
Obrázek 1-8: Lidské tělo rozdělené do pěti impedančních segmentů. (2)	13
Obrázek 1-9: Schéma měření BIS (9)	14
Obrázek 1-10: Příklad můstkového zapojení (2).....	15
Obrázek 1-11: Princip fázového detektoru (2)	16
Obrázek 1-12: Schéma měření metodou MRPDD (6)	17
Obrázek 1-13: Vektorový pravděpodobnostní graf pro BIA. (2)	19
Obrázek 2-1: Příklad výpočtu osmibodové DFT pomocí algoritmu FFT (11)	22
Obrázek 2-2: Základní výpočet motýlka pro FFT (11)	22
Obrázek 2-3: Schéma parametrického ARMA modelu (12).....	24
Obrázek 3-1: Schéma zapojení RC článku.....	26
Obrázek 3-2: Napětí a proudy na RC článku	27
Obrázek 3-3: Vypočítaná teoretická napěťová odpověď RC článku RC1 na jednotkový skok	29
Obrázek 3-4: Vypočítaná teoretická proudová odpověď RC článku RC1 na jednotkový skok	30
Obrázek 3-5: Teoretická LAFCH a LFFCH impedance RC článku RC1	31
Obrázek 3-6: Vstup a výstup soustavy.....	32
Obrázek 3-7: Teoretická skoková odezva RC článku RC1 a její model	35
Obrázek 3-8: Teoretická LAFCH a LFFCH u_{rc} a u_r RC článku RC1	37
Obrázek 3-9: Teoretická LAFCH a LFFCH impedance RC článku RC1 určená z modelu.....	38
Obrázek 4-1: Schéma měření č. 1	40
Obrázek 4-2: Skoková odezva RC článku RC1	41
Obrázek 4-3: Skoková odezva RC článku RC2	41
Obrázek 4-4: Schéma měření č. 2	43
Obrázek 4-5: Skoková odezva RC článku RC, měření č. 2	43
Obrázek 4-6: Naměřené a teoretické hodnoty impedance pro RC1	45
Obrázek 4-7: Naměřené a teoretické hodnoty impedance pro RC2	45
Obrázek 5-1: Model skokové odezvy pro RC1	48
Obrázek 5-2: Model skokové odezvy pro RC2	49
Obrázek 5-3 : Aproximované LAFCH a LFFCH výstupního napětí na RC1	50
Obrázek 5-4: Aproximované LAFCH a LFFCH výstupního napětí na RC2	51
Obrázek 5-5: Aproximovaná LAFCH a LFFCH impedance RC1	52
Obrázek 5-6: Aproximovaná LAFCH a LFFCH impedance RC2	52
Obrázek 5-7: Grafické uživatelské rozhraní.....	54
Obrázek 5-8: Ovládací tlačítka v GUI.....	54
Obrázek 5-9: Načtený signál v GUI.....	55
Obrázek 5-10: Model skokové odezvy v GUI.....	55

Obrázek 5-11: Frekvenční charakteristika v GUI	56
Obrázek 5-12: Aproximované hodnoty součástek v GUI	56
Obrázek 5-13: Nastavení v GUI.....	57
Obrázek 5-14: Frekvenční analýza signálu z měření č. 2 v GUI.....	58
Obrázek 6-1: Srovnání frekvenčních charakteristik pro RC1	60
Obrázek 6-2: Srovnání frekvenčních charakteristik pro RC2	60
Obrázek 6-3: Srovnání frekvenčních charakteristik pro RC3	61
Obrázek 6-4: Srovnání frekvenčních charakteristik pro RC4	61

Seznam tabulek

Tabulka 2-1: Srovnání výpočetní náročnosti DFT a FFT (12).....	23
Tabulka 3-1: Hodnoty součástek RC článků.....	26
Tabulka 4-1: Naměřené hodnoty impedance RLC metrem.....	44
Tabulka 4-2: Teoretické hodnoty impedance na vybraných frekvencích	44
Tabulka 4-3: Absolutní chyba naměřené impedance	46
Tabulka 4-4: Relativní chyba naměřené impedance	47
Tabulka 5-1: Hodnoty aproximovaných parametrů modelu napětí u_{RC}	49
Tabulka 5-2: Hodnoty aproximovaných parametrů modelu napětí u_R	50
Tabulka 5-3: Aproximované hodnoty součástek.....	53
Tabulka 6-1: Absolutní chyba aproximované frekvenční charakteristiky impedance	62
Tabulka 6-2: Relativní chyba aproximované frekvenční charakteristiky impedance	62
Tabulka 6-3: Absolutní a relativní chyba odhadu hodnoty R_1	63
Tabulka 6-4: Absolutní a relativní chyba odhadu hodnoty R_2	64
Tabulka 6-5: Absolutní a relativní chyba odhadu hodnoty C	65

Úvod

Bioimpedanční měření jsou jednou z mnoha metod, jimiž lze vyšetřovat vlastnosti tkáně. Každá živá struktura disponuje určitými elektrickými vlastnostmi, mezi něž patří i impedance. Ta je charakteristická schopností tkáně – na nižší úrovni struktury organismu schopností buněk – bránit v průchodu elektrického proudu. Této vlastnosti lze využít v širokém spektru diagnostických aplikací. Jednou z nejvyžívanějších metod je celotělová bioimpedanční analýza, která umožňuje stanovit složení lidského těla (množství vody, tuku, svalů...). Bioimpedanční měření však nejsou omezena pouze na zkoumání tělesného složení. Mezi další využití patří monitorování respiračního systému na základě měnící se impedance hrudníku v různých fázích dechového cyklu, ale také monitorování kardiovaskulárního systému, či impedanční vyšetření mozku.

Měření bioimpedance je neinvazivní metodou, která na rozdíl od jiných klinických vyšetření, nezatěžuje pacienta škodlivým zářením. Bioimpedance je měřena jako reakce tkáně na budící napětí (popř. proud). Výsledkem je výstupní napětí, které nese informaci o impedanci zkoumané tkáně. Pro samotné měření lze využít některé z elektrodových konfigurací a speciálních obvodů, jakými jsou můstky a detektory zesílení. Analyzovat bioimpedanci je možné jednofrekvenčně, či multifrekvenčně. V případě použití širokého pásma frekvencí pak hovoříme o bioimpedanční spektroskopii, která je také předmětem této diplomové práce.

Frekvenční analýzu signálu lze provést pomocí neparametrických a parametrických metod. Mezi nejdůležitější algoritmus neparametrických metod patří FFT, která poskytuje rychlý a přímý výpočet spektra signálu. Parametrické metody spektrum signálu přímo nevypočítávají, ale pouze odhadují za pomoci modelu s parametry, které je nutné určit.

Tato diplomová práce má za cíl vytvořit algoritmus, který z naměřených signálů z RC článků simulujících tkáň určí jejich frekvenční spektrum. RC články se sériově zapojeným referenčním rezistorem jsou buzeny skokovým napětím a je zvlášť snímána odezva samotného RC článku a zvlášť napětí na referenčním rezistoru. Tato napětí jsou měřena na základě metody MRPDD. Návrhu tohoto algoritmu je věnována kapitola 3. Zde jsou jednak odvozeny teoretické očekávané výsledky a také matematický model soustavy a její identifikace.

Samotné měření na RC člancích a výsledné určení frekvenčních charakteristik je rozebráno v kapitolách 4 a 5. Výsledky měření a zhodnocení přesnosti analýzy pomocí navržené metody jsou pak uvedeny v kapitole 6. Algoritmus by měl být využitelný pro pozdější implementaci na mikrokontrolér pro zařízení měřící bioimpedanci v klinických podmínkách.

1 Měření bioimpedance

Všechny živé organismy se vyznačují určitými elektrickými vlastnostmi. Elektrické jevy v organismech je možné sledovat jak na úrovni buněčné, tak na úrovni tkáňové a orgánové. Vědou, která elektrické děje v organismech studuje, je elektrofyziologie. S objevem elektřiny se lidé začali zajímat o elektrické vlastnosti látek a organismů. Prvním, kdo se začal zabývat vlastností živých struktur nazvanou bioimpedance, byl Kenneth S. Cole, jenž mezi lety 1928 a 1944 publikoval řadu významných prací.

Každou tkáň lze popsat buď jako vodič, nebo jako dielektrikum. Vodič je charakteristický svou imitancí. Imitance v sobě zahrnuje jak impedanci, což je vlastnost látky bránit v průchodu elektrického proudu, tak admitanci, což je naopak schopnost látky proud vést. Dielektrikum je charakterizováno dvěma parametry. Jsou jimi konduktivita (neboli měrná elektrická vodivost) σ a permitivita ϵ . Konduktivita označuje schopnost látky vést elektrický proud a permitivita je naopak schopnost průtoku tohoto proudu zabraňovat. Všechny tyto parametry jsou pasivními vlastnostmi tkáně a jsou frekvenčně závislé.

Impedance jako taková je komplexní veličinou. Její reálnou částí je rezistence (elektrický odpor), její imaginární částí je pak reaktance. Reaktance je projevem indukčních nebo kapacitních vlastností obvodu. Impedance je určena jako poměr střídavého napětí a střídavého proudu a popisuje jejich fázový posun. Bioimpedance je označení pro impedanci buněk, tkání a živých organismů.

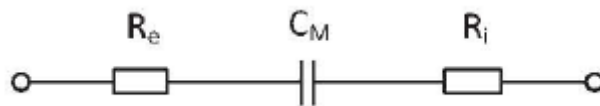
Pro měření bioimpedance lze využít různých metod a různě zapojených elektrických obvodů. Stejně tak je možné měřit pomocí několika elektrodových konfigurací. Změřená bioimpedance nám poskytuje důležitou informaci o struktuře organismu. Jsme tak schopni analyzovat složení těla, nebo například rozlišit zdravou tkáň od nezdravé. I proto jsou bioimpedanční měření důležitou součástí lékařské diagnostiky. (1), (2)

1.1 Náhradní elektrické obvody

Živou tkáň lze nahradit elektrickými obvody. Vlastnosti, kterými tkáň disponuje, závisí na několika faktorech, mezi něž např. patří:

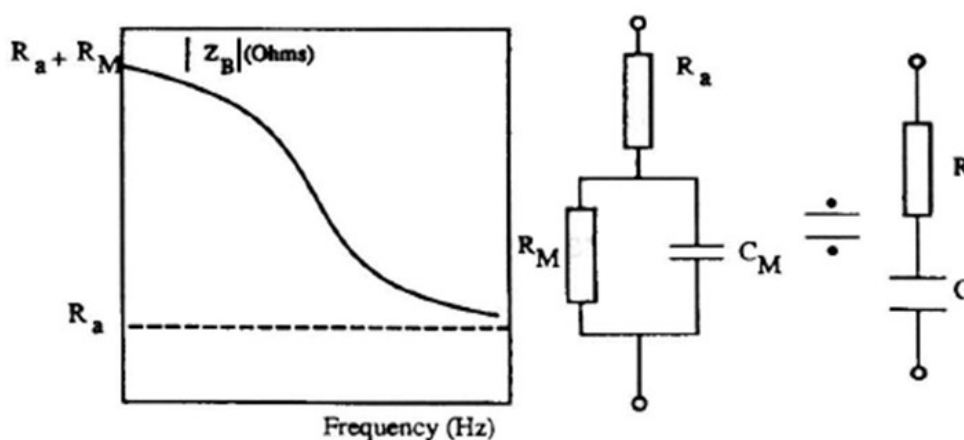
- Prostorové uspořádání
- Typ tkáně či buněk
- Frekvence střídavého proudu

Náhradní elektrické obvody se určují jak pro samostatnou buňku, tak i pro tkáň jako takovou. Pro určení náhradního obvodu buňky je důležité, zda jsou obě elektrody (zdroj vnějšího napětí) připojeny vně buňky, nebo je jedna z nich uvnitř buňky. Zjednodušené náhradní obvod buňky, kdy jedna elektroda je umístěna dovnitř a druhá na povrch buňky, je na Obrázek 1-1. R_e zastupuje rezistenci extracelulární tekutiny, R_i rezistenci intracelulární tekutiny a C_M označuje kapacitu membrány.



OBRAZEK 1-1: ZJEDNODUŠENÝ NÁHRADNÍ OBVOD BUŇKY. (3)

Tkáň lze modelovat jako heterogenní strukturu obsahující buňky různých vlastností a funkcí. Náhradní elektrický obvod tkáně pro určování bioimpedance je zobrazen na Obrázek 1-2. V levé části tohoto obrázku je zobrazena frekvenční závislost impedance. Při velmi nízkých hodnotách frekvencí se uplatňují oba odporové členy, proto lze hodnotu impedance zapsat jako $R_a + R_M$. Při velmi vysokých frekvencích se hodnota impedance blíží hodnotě R_a . (2), (3), (4)



OBRAZEK 1-2: NÁHRADNÍ OBVOD TKÁNĚ PRO MĚŘENÍ BIOIMPEDANCE (1)

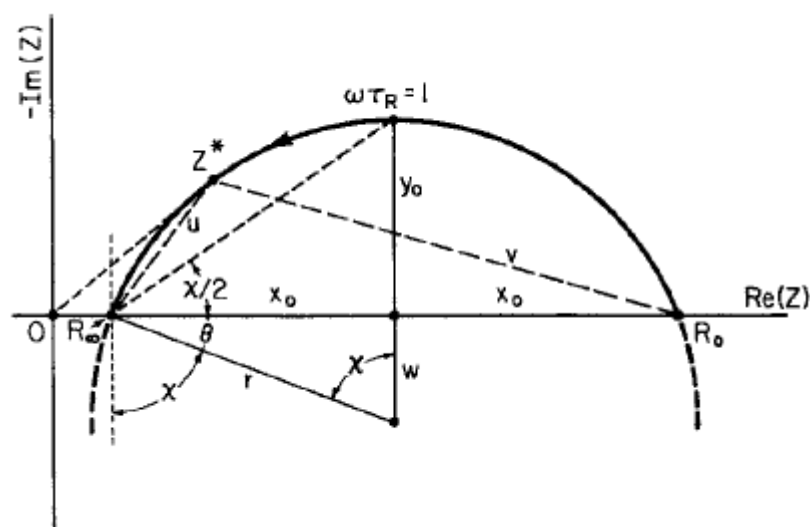
1.2 Coleův model

Hodnoty impedance lze vyjádřit dvěma způsoby. Jedním ze způsobu je Bodeho diagram (Obrázek 1-2 vlevo), který vykresluje závislost amplitudy a fáze impedance na frekvenci. Druhým způsobem je Nyquistův diagram (Obrázek 1-3), jenž znázorňuje impedanci v komplexním prostoru. Na ose x se nachází rezistence (reálná část impedance) a na ose y je reaktance (imaginární část impedance). Matematicky lze tento vztah vyjádřit jako:

$$Z = R + j \cdot X \quad (1.1)$$

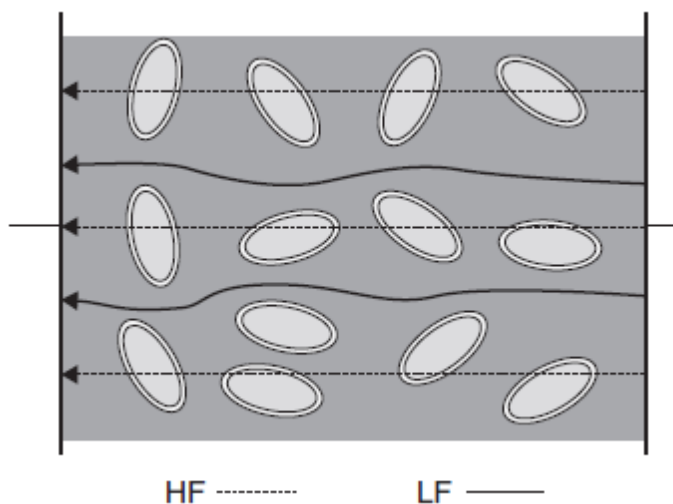
Kde R odpovídá rezistenci, X reaktanci a j označuje imaginární jednotku.

Výsledkem vykreslení impedance Nyquistovým diagramem je polokružnice, na níž se nacházejí komplexní hodnoty impedance. U každé z hodnot lze určit jak amplitudu, tak fázi. Tento vektorový diagram je nazván po Kennethu S. Coleovi, který jím poprvé graficky popsal impedanci. (1), (4)



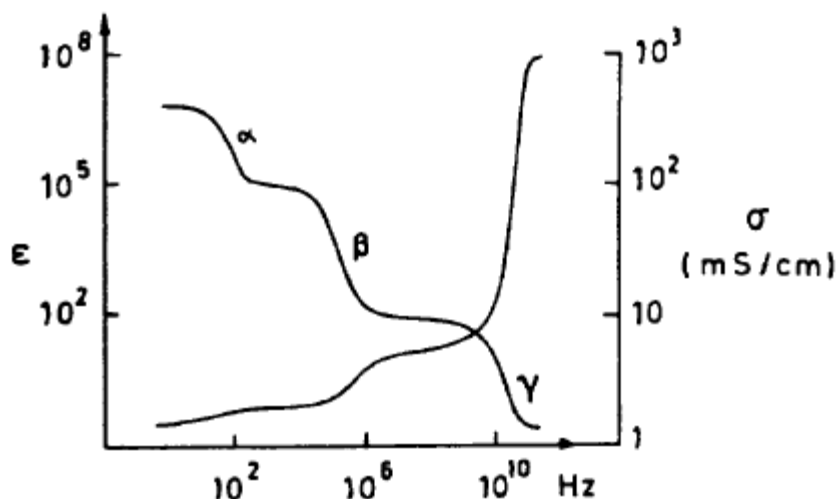
1.2.1 Frekvenční vlastnosti

Jak už bylo dříve zmíněno, elektrické vlastnosti buněk jsou závislé také na frekvenci protékajícího proudu. Máme-li tkáň, která je velmi heterogenní materiál (obsahuje buňky různých velikostí a funkcí), můžeme pozorovat různý průchod proudu touto tkání pro nízké a pro vysoké frekvence. Srovnání těchto efektů nízké a vysoké frekvence proudu ukazuje Obrázek 1-4.



Frekvenční vlastnosti tkání souvisejí se změnou elektrických parametrů permitivity ϵ a konduktivity σ . Jejich frekvenční závislost je ukazuje Obrázek 1-5. V nízkých frekvencích (do 1 kHz) tkáň disponují malou vodivostí z důvodu vysoké impedance buněčných membrán. Platí, že proud tkání prochází z větší části mimo buňky (tedy přes extracelulární tekutinu). Při zvyšování frekvence se

postupně zmenšuje kapacitní složka membrány a proud začíná protékat skrz buňku. Pro frekvence do 20 kHz platí, že postupně klesá kapacita buněčné membrány, neboť rychlou změnou napětí se přes membránu nestíhají přesouvat ionty. Tím, že klesá kapacita membrány, klesá i permitivita tkáně. Při frekvencích mezi 20 kHz a 1 MHz je vliv membrán zcela zanedbán a ϵ a σ jsou stabilní. Má-li napětí vyšší frekvenci než 1 MHz, dochází ke zkratu, který je způsoben vysokou vodivostí mimobuněčné tekutiny, z čehož vyplývá výrazné snížení impedance. Proto se pro impedanční měření používá signálů do frekvence 1 MHz. (2), (3), (6),



OBRÁZEK 1-5: FREKVENČNÍ ZÁVISLOST PERMITIVITY A KONDUKTIVITY (7)

1.3 Elektrodové konfigurace

Základem měření bioimpedance je aplikování stimulačního impulsu na zkoumaný objekt. Je možné použít jak proudové, tak i napěťové zdroje, přičemž použití napěťového zdroje je výhodnější, co se týká přesnosti a hodnoty výstupní impedance.

Výsledkem bioimpedančního měření je odpověď tkáně na aplikovaný proudový či napěťový stimul. Podle Kirchhoffova zákona lze z aplikovaných a změřených hodnot proudu či napětí určit impedanci zkoumaného objektu, kde výsledná impedance je určena jako poměr změřeného napětí k aplikovanému proudu.

$$Z = \frac{U}{I} \quad (1.2)$$

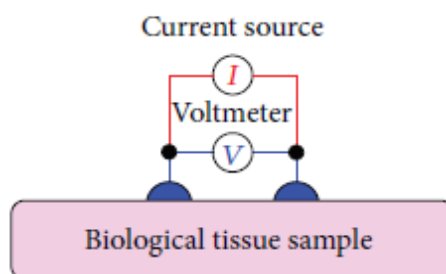
Přiložené elektrody slouží k vysílání stimulu a k získávání signálové odpovědi. Existuje několik konfigurací elektrod, které jsou k měření bioimpedance používány. Základními typy jsou dvuelektrodové (bipolární) a čtyřelektrodové (tetrapolární) snímání. Další možností konfigurace zapojení elektrod je osmiektrodové (oktopolární) snímání.

Při aplikaci elektrody vzniká na rozhraní tkáň-elektroda půlčlankový potenciál, což umožňuje přenos elektrického náboje. Při měření impedance vytváříme elektrodové páry, přičemž každý pár

elektrod může sloužit buď k měření rozdílu potenciálu, k přenosu proudu do tkáně, nebo k obojímu. (2), (6), (8)

1.3.1 Dvouelektrodové snímání

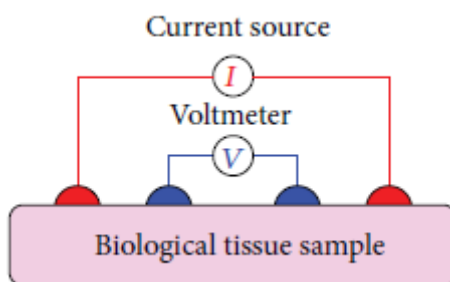
Ke zkoumané tkáni jsou přiloženy dvě elektrody, z nichž obě dvě slouží zároveň k vysílání i přijímání signálu. Z těchto elektrod je do tkáně vyslán měřicí proud a mezi nimi se měří napětí, které je odpovědí tkáně na stimul. Toto napětí je poté přepočítáno na výslednou impedanci. Podstatnou nevýhodou této metody je ovlivnění kontaktní impedancí vznikající na přechodu elektroda-kůže, díky čemuž se do měřených dat zanáší chyba v podobě poklesu napětí vzniklého právě kvůli této impedanci. (8), (9)



OBRÁZEK 1-6: SCHÉMA DVOUELEKTRODOVÉHO SNÍMÁNÍ (9)

1.3.2 Čtyřelektrodové snímání

Možností, jak omezit vliv kontaktní impedance, je použít tetrapolární zapojení. Toto zapojení sestává ze čtyř elektrod připojených ke zkoumanému objektu. Elektrody vytvářejí dva páry, z nichž jeden pár slouží jako zdroj proudového impulsu (červené elektrody na Obrázek 1-7) a druhý pár slouží k měření frekvenčně závislého napěťového signálu (modré elektrody na Obrázek 1-7). Nevýhodou čtyřpolárního snímání je velmi komplexní rozložení citlivosti ve zkoumaném objektu. (8), (9)

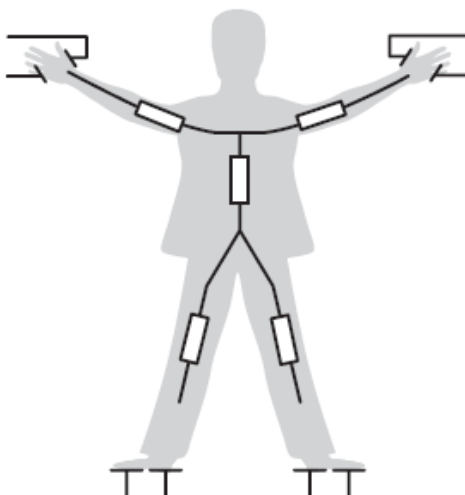


OBRÁZEK 1-7: SCHÉMA ČTYŘELEKTRODOVÉHO SNÍMÁNÍ (9)

1.3.3 Osmielektrodové snímání

Oktopolární metoda umožňuje snímání bioimpedance z více částí těla najednou. Toho lze využít například pro měření impedance hrudníku, která je ve srovnání s impedancí ostatních částí těla poměrně malá, a navíc ovlivněná dechovou a srdeční aktivitou člověka. Oktopolární zapojení a rozdělení lidského těla do pěti impedančních segmentů je znázorněno na Obrázek 1-8.

Při této metodě jsou ke každé končetině připojeny čtyři elektrody (celkem tedy osm elektrod). Pět impedančních segmentů následně vzniká na ruce, nohách a na hrudníku. Každý impedanční segment je určen pomocí pětielektrodeového svodu. Jedna končetina slouží ke čtení nulového proudového potenciálu a další dvě končetiny slouží pro aplikaci proudového stimulu. Použité svody se postupně mění. (2)



OBRAZEK 1-8: LIDSKÉ TĚLO ROZDĚLENÉ DO PĚTI IMPEDANČNÍCH SEGMENTŮ. (2)

1.4 Bioimpedanční spektroskopie

Bioimpedanční měření lze rozdělit podle počtu použitých frekvencí. Použít lze jak jednofrekvenční analýzu, při níž se používá jediné frekvence, tak multifrekvenční analýzu, která používá alespoň dvou frekvencí.

Metoda bioimpedanční spektroskopie neboli BIS (bioimpedance spectroscopy) pak používá měření v pásmu frekvencí v určitém rozsahu. Většinou se jedná o rozsah od 1 kHz do 1 MHz. Tímto měřením se získá hodnota bioimpedance jako komplexní proměnná, z níž lze určit amplitudu a fázi každé hodnoty pro různé frekvence. Pro měření se většinou používá frekvenčně závislého sinusového proudu aplikovaného buď přes dvuelektrodeový, nebo před čtyřelektrodeový systém. Schéma měření je ukázáno na Obrázek 1-9.

V současné době se měření BIS provádí postupným měřením na různých frekvencích. To má však jednu podstatnou nevýhodu, neboť opakovaným měřením se mění podmínky (např. pohyb tkání), a tím dochází ke vzniku řady nepřesností. Tato diplomová práce je zaměřena na vývoj měřicí metody, která bude umožňovat získávat data BIS z jediného měření pomocí frekvenční analýzy. Tím lze kromě vyšší přesnosti celkového měření BIS dosáhnout také podstatného zkrácení času nutného pro získání bioimpedančního spektra.

Impedanční spektroskopii je možné použít pro množství aplikací. Studie frekvenčních odezev elektrické impedance jakéhokoliv materiálu jsou schopné poskytnout vlastnosti a charakteristiky struktury tohoto materiálu. Impedanční spektroskopie je aplikovatelná pro řadu oborů, jako jsou

materiálové inženýrství, stavebnictví, elektrochemie a chemické inženýrství a v neposlední řadě také v oboru biomedicínské inženýrství a medicína, kdy BIS – tedy impedanční spektroskopie aplikovaná na biologické struktury – umožňuje charakterizovat strukturu lidského těla.

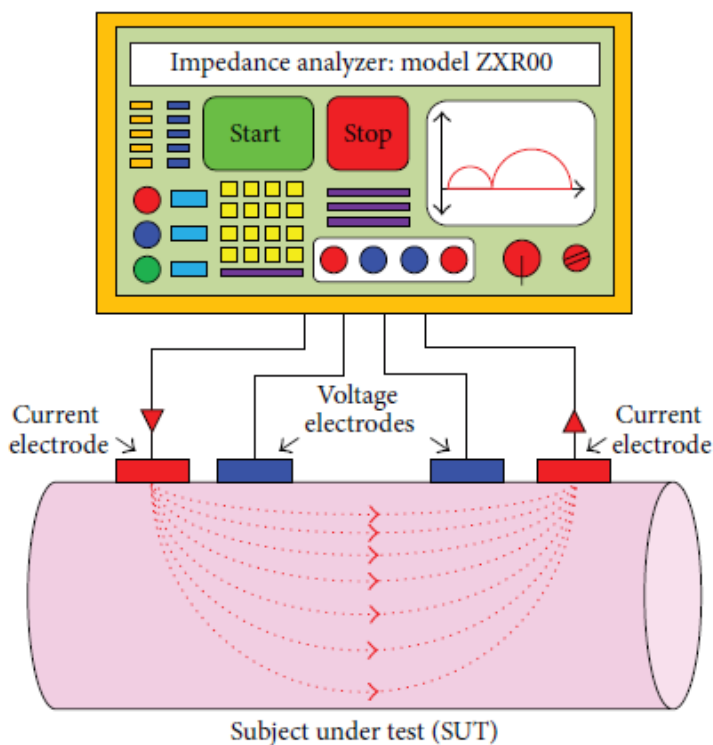
Impedanční spektroskopie je metoda, která má řadu výhod. Mezi ně především patří:

- Jednoduchost měření
- Možnost snadné automatizace
- Korelace s různými parametry materiálů

Má však i několik nevýhod. Jedná se především o:

- Možné nejasnosti ve vyhodnocování
- Přílišné zjednodušení při návrhu modelů (ideální součástky obvodu)
- Složitý výběr modelu (různé modely se stejnou frekvenční závislostí impedance)

Tyto zmíněné nevýhody lze částečně odstranit několikanásobným opakováním měření za odlišných podmínek, nebo použitím fyzikální intuice. (5), (6), (9)



OBRÁZEK 1-9: SCHÉMA MĚŘENÍ BIS (9)

1.5 Elektrické obvody pro měření bioimpedance

Informace o bioimpedanci jsou získané elektrodami pomocí jedné z konfigurací popsaných v kapitole 1.3. Tyto signály je však nutné dále zpracovávat pomocí dalších elektrických obvodů.

Existuje několik možností, jak tyto obvody sestavit, tudíž máme několik způsobů, jak se ke klinicky použitelným datům dostat.

1.5.1 Můstky

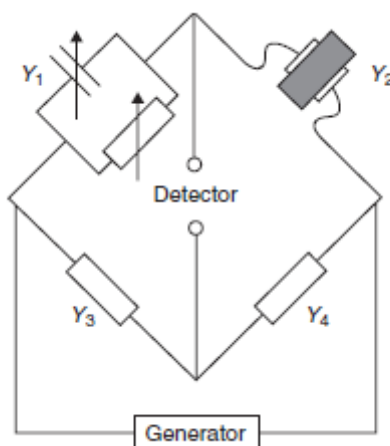
Měření bioimpedance pomocí můstků bylo po dlouhou dobu preferováno díky svojí přesnosti a vysokému rozlišení. Příkladem můstkového zapojení je Obrázek 1-10. Jedná se o můstek pro měření admitance. Struktura impedančních můstků je odvozena od základní struktury rezistivního Wheatstoneova můstku. Výslednou měřenou impedanci Z_2 pro můstek na Obrázek 1-10 lze vyjádřit jako:

$$Z_2 = \frac{1}{Y_2} \quad (1.3)$$

Principem můstkového měření je neustálé vyvažování můstku tak, aby se signál měřený můstkem rovnal nule. Admitanci Y_2 lze poté určit ze vztahu:

$$Y_1 \cdot Y_4 = Y_2 \cdot Y_3 \quad (1.4)$$

Největší nevýhodou při používání manuálních můstků je nutnost jejich nastavování, z čehož plyne jejich pomalost. Proto jsou nevhodné pro měření bioimpedance v reálném čase. Ačkoliv existují můstky, které jsou automatizované, v praxi se většinou dává přednost jinému typu měření. (2), (6)



OBRÁZEK 1-10: PŘÍKLAD MŮSTKOVÉHO ZAPOJENÍ (2)

1.5.2 Detekce fáze

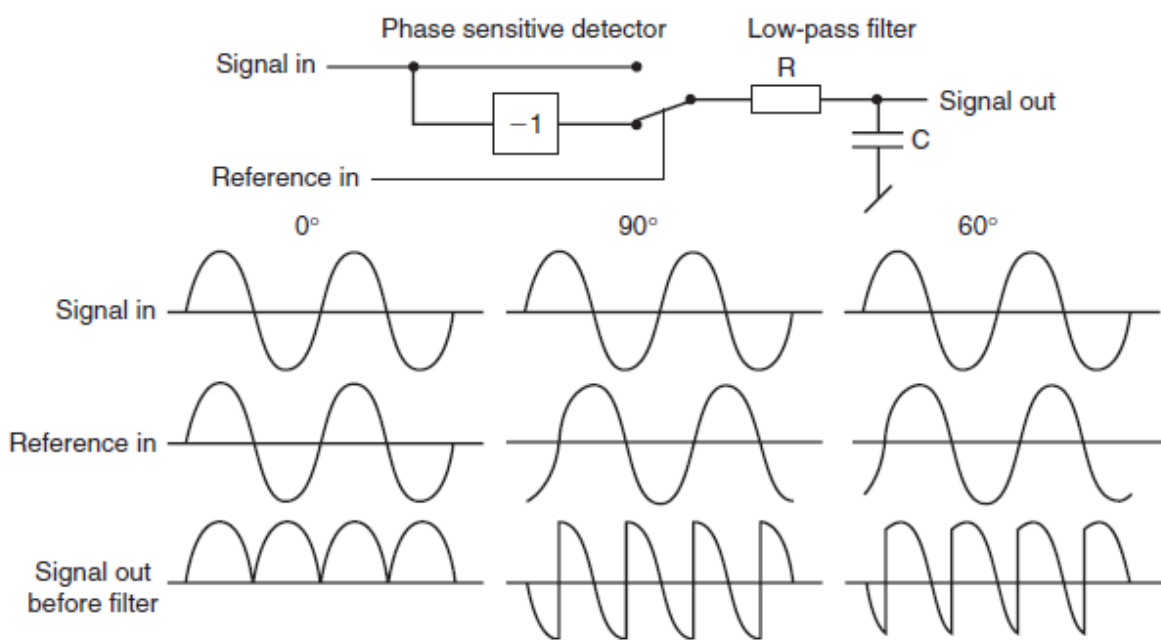
Další metodou měření bioimpedance je použití obvodů s detekcí fáze. Tyto obvody postupně nahradily můstkové metody, neboť jsou rychlejší a umožňují měřit rychlé změny impedance v reálném čase. V těchto obvodech se používají fázově citlivé detektory, které jsou realizovány pomocí tzv. lock-in zesilovačů.

Lock-in zesilovače mohou být buď analogové, nebo digitální. Schéma analogového lock-in zesilovače je na Obrázek 1-11. Zesilovač se skládá z fázově citlivého detektoru a dolnoproustného

filtru. Fázově citlivý detektor obsahuje invertor a přepínač, který je připojený na vstupní signál v kladných půlperiodách referenčního signálu. V záporných půlperiodách referenčního signálu je přepínač připojen na invertovaný vstupní signál. Pokud má vstupní a referenční signál stejnou fázi, detektor se chová jako dvoucestný usměrňovač a jeho výstupem je maximální stejnosměrný signál. Pokud jsou vstupní a referenční signál posunuty o 90° , výstupní signál z detektoru nebude obsahovat stejnosměrnou složku. Výstupní signál z usměrňovače je pak dán jako:

$$V_{out} = V_{in(av)} \cos \varphi \quad (1.5)$$

Kde V_{out} je výstupní stejnosměrné napětí z dolnoproustného filtru., $V_{in(av)}$ je průměrná hodnota střídavého vstupního signálu a φ je fázový posun mezi vstupním a referenčním signálem.



OBRÁZEK 1-11: PRINCIP FÁZOVÉHO DETEKTORU (2)

Lock-in zesilovače pracují na principu amplitudového modulování signálu a kromě analogové verze mají i verzi digitální. V digitální podobě pracují na bázi násobení dvou sinusových vln. První z nich je nosný signál, který nese informaci o modulovaném signálu. Druhý signál je signál referenční s určenou frekvencí a fázovým posunem. Výstupní napětí za dolnoproustným filtrem je stejnosměrné napětí dané vztahem:

$$v_0 = \frac{v_1}{2} \cdot \cos \varphi \quad (1.6)$$

Pokud je využito proudového buzení, naměřené výsledné napětí lze rozložit na složky, které jsou proporcionalní k sériové impedanci. Těmito složkami jsou reaktance a rezistence.

1.6 Detekce poměru zesílení a rozdílu fáze

Jednou z moderních metod, která poskytuje informace o fázovém zpoždění je metoda detekce poměru zesílení a rozdílu fáze (MRPDD, Magnitude Ratio Phase Difference Detection). Ke tkáni o neznámé impedanci Z_x je sériově připojen referenční rezistor R_S o známé hodnotě odporu. Na tyto dva prvky je přiveden proudový stimul I_0 a následně je měřeno napětí na tkáni zesilovačem IA1 a napětí na referenčním rezistoru zesilovačem IA2. Změřená napětí lze vyjádřit jako součin zesílení příslušného zesilovače, protékajícího proudu I_0 a impedance, respektive odporu. Matematicky vyjádřeno:

$$V_{AZ} = A_1 \cdot V_Z = A_1 \cdot I_0 \cdot Z_x \quad (1.7)$$

$$V_{AS} = A_2 \cdot V_S = A_2 \cdot I_0 \cdot R_S \quad (1.8)$$

Tyto dva signály vstupují do detektoru poměru zesílení a fáze, který z nich vypočítá poměrné zesílení K a fázový posun θ . Tyto dvě hodnoty lze určit jako:

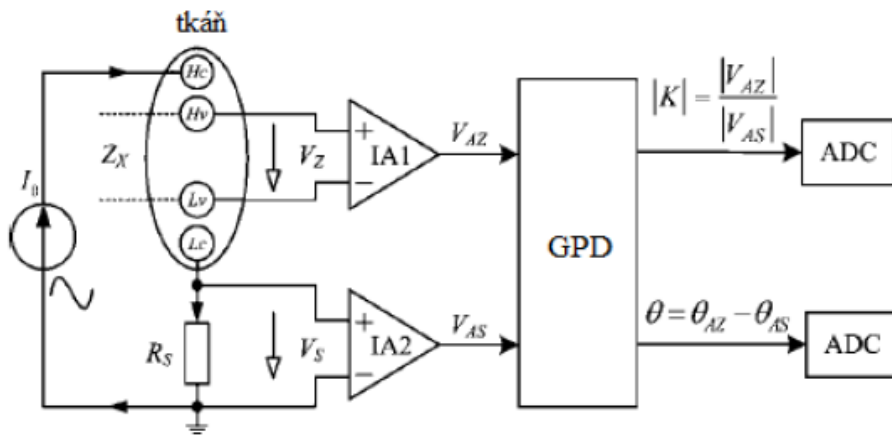
$$|K| = \frac{|V_{AZ}|}{|V_{AS}|} \quad (1.9)$$

$$\theta = \theta_{AZ} - \theta_{AS} \quad (1.10)$$

Výslednou impedanci lze poté určit v komplexním tvaru:

$$Z_x = R_S \cdot |K| \cdot e^{j\theta} \quad (1.11)$$

(2), (6)



OBRÁZEK 1-12: SCHÉMA MĚŘENÍ METODOU MRPDD (6)

1.7 Klinické použití bioimpedančních měření

Měření bioimpedance má široké diagnostické. Její uplatnění najdeme především pro:

- Monitorování respiračního systému

- Monitorování kardiovaskulárního systému
- Impedanční vyšetření mozku
- Celotělovou impedanci a určování složení lidského těla

Impedanční měření lze použít pro měření objemů a jejich změny. Tato metoda se nazývá impedanční pletysmografie. Vychází z poznatku, že změna impedance je přímo závislá na změně objemu. To lze formulovat jako:

$$\Delta V = \frac{-L^2 \cdot \Delta Z}{\sigma \cdot Z_0^2} \quad (1.12)$$

Příčemž ΔV je určená změna objemu, ΔZ je změna impedance, Z_0 je impedance hrudníku, L je délka segmentu a σ značí vodivost. Z této rovnice vyplývá, že přírůstek měřené impedance odpovídá snížení zkoumaného objemu. Tato metoda se používá při neinvazivní impedanční pletysmografii především pro monitorování kardiovaskulárního systému, kde můžeme např. určovat hodnoty srdečního výdeje, srdečních objemů a tlaků, nebo vyhodnocovat průtok krve končetinami.

Při srovnání s jinými metodami přináší impedanční pletysmografie několik výhod. Tato metoda je neinvazivní, nízkonákladová, rychlá, dosahuje vysoké citlivosti, dále je například schopná detekovat hlubokou žilní trombózu, kontrola měření a zpracování dat je jednoduché a aplikovatelné na všechny pacienty bez věkového omezení. Jedinou nevýhodou je nutnost aplikace proudu na zkoumaný subjekt a vysoká impedance kůže, kterou však lze snížit metodami uvedenými v kapitole 1.7.1.

Další možností využití impedančních měření je monitorování respiračního systému, které funguje na bázi změny impedance při různých fázích dechového cyklu. Při nádechu se velikost impedance zvyšuje, při výdechu naopak snižuje. Výsledkem impedančního vyšetření, které je neinvazivní, levné a jednoduché, je impedanční pneumogram, který umožňuje monitorování parametrů, jako jsou:

- Frekvence dýchání
- Výskyt apnoe
- Pulmonární perfuze
- Detekce edému, či krvácení do hrudníku

Další uplatnění nachází měření bioimpedance při vyšetřování mozku především pro určování krevního zásobení a analýzu mozkových funkcí. Pomocí měření bioimpedance lze také detekovat oblasti mozku s abnormálně zvýšenou aktivitou, která se projevuje jako epileptické záchvaty.

V neposlední řadě bioimpedance slouží jako průkazné určení tkání s poškozenou funkcí. Toho lze využít například pro detekci a lokalizaci nádorů, neboť jejich bioimpedance je buď výrazně nižší, nebo výrazně vyšší než bioimpedance okolní zdravé tkáně. (1), (9)

1.7.1 Celotělová impedance

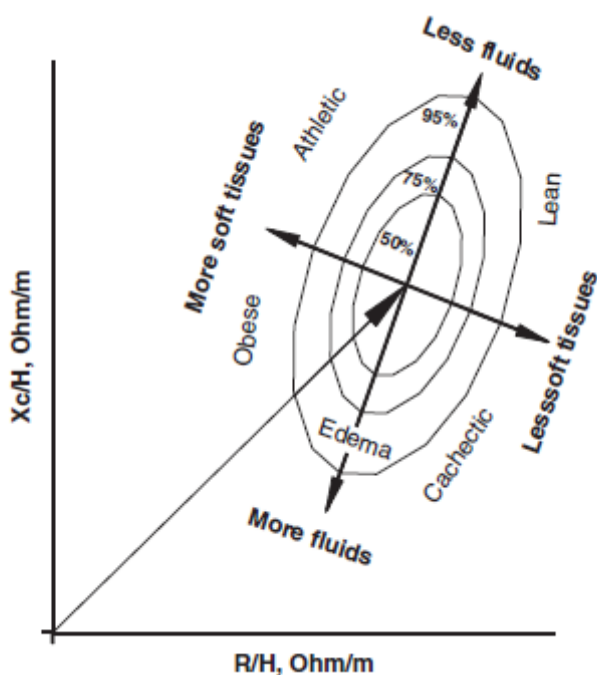
Pomocí bioimpedance je možné také určovat celkové složení lidského těla. Tato metoda se nazývá BIA (Bioelectric impedance analysis). BIA umožňuje určit například celkové množství vody

v těle, zastoupení svalů a tuků, nebo poměr intracelulární a extracelulární tekutiny. Tato metoda byla poprvé představena panem Thomassetem roku 1965. BIA je neinvazivní bezpečná nenákladná přenosná metoda bez rizik umožňující určit řadu důležitých parametrů pro analýzu složení lidského těla.

Snímáme-li celotělovou impedanci z povrchu těla, měření nejvíce ovlivňuje impedance kůže, kterou ovšem můžeme zanedbat, jestliže:

- Aplikujeme dostatečně velké napětí pro překonání této impedance
- Kůži navlhčíme
- Kůže je perforována
- Máme dostatečně velký povrch elektrody
- Použijeme dostatečně vysokou frekvenci budicího signálu

Bioimpedanční analýzu lze provádět pomocí grafického porovnání vektoru naměřené impedance. Naměřená impedance je podle složek rezistence a reaktance vynesena do grafu (Obrázek 1-13). Při porovnávání s referenčními hodnotami získanými z průměrných hodnot populace lze určit poměrný objem vody v těle, stupeň hydratace měkké tkáně, zastoupení buněčné hmoty, či typ tělesné konstituce člověka. (2), (6), (9)



OBRÁZEK 1-13: VEKTOROVÝ PRAVDĚPODOBNOSTNÍ GRAF PRO BIA. (2)

2 Frekvenční analýza biosignálů

Každý nejen biologický signál lze popisovat jednak v časové oblasti a pak také v oblasti frekvenční. Jakýkoliv signál lze rozložit do souboru sinusových funkcí s určitou amplitudou a fází. Frekvenční spektrum signálu poté určuje zastoupení jednotlivých sinusových vln v signálu. Převod z časové oblasti do frekvenční a naopak je určen Fourierovou transformací, respektive inverzní Fourierovou transformací.

2.1 Fourierova transformace

Obecný předpis Fourierovy transformace (FT):

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = F\{s(t)\} \quad (2.1)$$

Předpis inverzí Fourierovy transformace (IFT):

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = F^{-1}\{S(\omega)\} \quad (2.2)$$

Výsledkem Fourierovy transformace je komplexní proměnná $S(\omega)$, kterou lze vyjádřit ve tvaru:

$$S(\omega) = |S(\omega)| \cdot e^{j\theta(\omega)} \quad (2.3)$$

Z tohoto tvaru lze určit amplitudové spektrum $|S(\omega)|$, fázové spektrum $\theta(\omega)$ a výkonové spektrum $|S(\omega)|^2$ daného signálu. (10)

2.1.1 Diskrétní Fourierova transformace

V praxi jsou měřené biosignály reprezentovány číslicově a mají konečnou dobu trvání. Pro určování spekter signálů proto používáme diskrétní Fourierovu transformaci (DFT), která je obdobou Fourierovy transformace pro číslicové systémy.

Důležitým předpokladem pro použití DFT je dodržení Nyquistova vzorkovacího kritéria. Signál tedy musí být vzorkován takovou frekvencí, která odpovídá alespoň dvojnásobku nejvyšší frekvence obsažené v signálu, aby nedocházelo k tzv. aliasingu.

Definice pro výpočet DFT je následující:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.4)$$

kde N = počet vzorků posloupnosti, $k = 0, \dots, N-1$

Známe-li spektrum číslicového signálu, lze původní signál určit pomocí inverzní DFT (IDFT):

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \cdot e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.5)$$

DFT je použitelná pro lineární filtrování, korelaci a spektrální analýzu. Výpočetní náročnost algoritmu DFT je N^2 , proto je tento algoritmus nevhodný pro použití na vysoký počet vzorků. (10), (11), (12)

2.1.2 Rychlá Fourierova transformace

Algoritmus rychlé Fourierovy transformace (FFT) vychází z DFT. FFT pracuje na principu „divide-and-conquer“, kdy se řada rozdělí a jsou spočítány menší segmenty DFT, které pak složením vytvoří celou DFT.

Existuje několik algoritmů, jak implementovat FFT. Nejčastěji používaným z nich je Cooley–Turkeyho algoritmus publikovaný Jamesem Cooleyem a Johnem Turkeyem v roce 1965. Tento algoritmus je také nazýván jako Decimace v čase. Principem je rozdělení Fourierovy řady na sudou a lichou posloupnost.

Z definice DFT (2.4) použitím substituce

$$e^{-j\frac{2\pi}{N}} = W_N \quad (2.6)$$

Získáme

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot W_N^{nk} \quad (2.7)$$

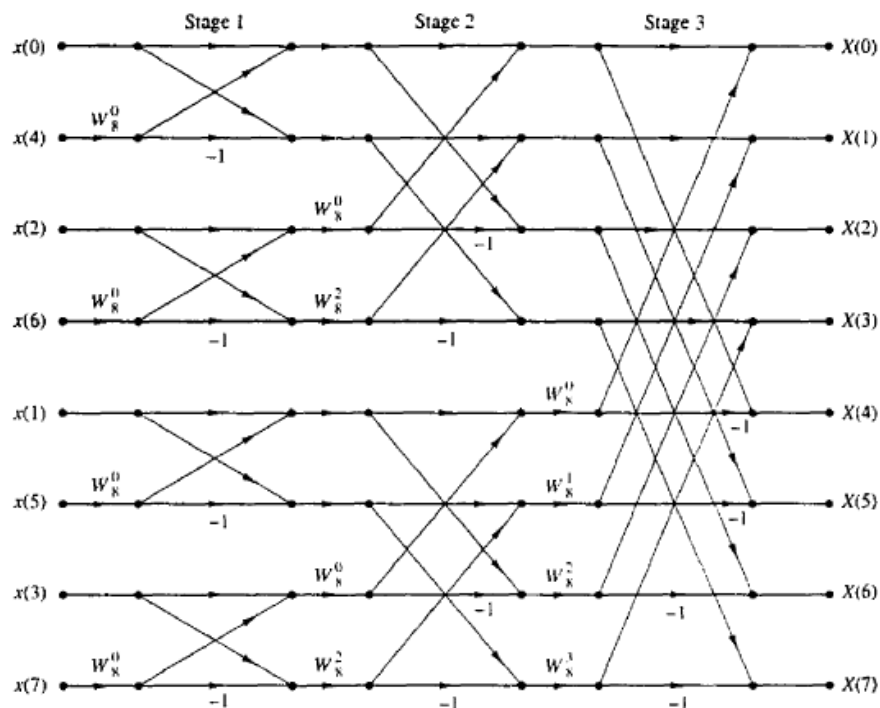
Tuto posloupnost lze rozepsat jako součet sudé a liché posloupnosti.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n} \cdot W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n+1} \cdot W_N^{(2n+1)k} \quad (2.8)$$

Sudá posloupnost obsahuje členy $x_0, x_2, x_4, \dots, x_{N-1}$. Lichá posloupnost obsahuje členy $x_1, x_3, x_5, \dots, x_{N-1}$.

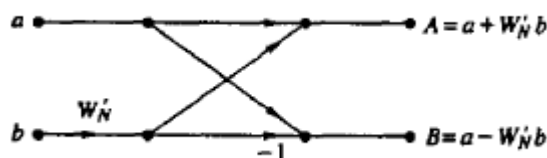
Proces decimace v čase lze provádět dále pro obě posloupnosti zvlášť (sudou i lichou), dokud nedosáhneme rozdělení na jednobodové posloupnosti. Abychom tohoto mohli dosáhnout, je nutné splnění podmínky, že počet vzorků N je mocninou čísla 2.

Při určování DFT pomocí algoritmu FFT se z jednobodových posloupností skládají dvoubodové DFT, poté čtyřbodové DFT atd., dokud nedostaneme DFT o původním počtu vzorků. Tomuto způsobu výpočtu se také říká motýlek a je ukázán na Obrázek 2-1.



OBRÁZEK 2-1: PŘÍKLAD VÝPOČTU OSMIBODOVÉ DFT POMOCÍ ALGORITMU FFT (11)

Základní výpočet (Obrázek 2-2) pracuje s dvěma komplexními čísly a a b . Číslo b je vynásobeno hodnotou W'_N a následně je buď přičteno, nebo odečteno od čísla a , čímž vzniknou čísla A resp. B . Tento výpočet je nazván motýlek kvůli své grafické reprezentaci.



OBRÁZEK 2-2: ZÁKLADNÍ VÝPOČET MOTÝLKA PRO FFT (11)

Výpočet hodnoty W'_N můžeme zjednodušit použitím jednoho z následujících vzorečků.

$$W_N^2 = W_{N/2} \quad (2.9)$$

$$W_N^{(k+\frac{n}{2})} = -W_N^k \quad (2.10)$$

Díky postupnému rozdělování posloupnosti je výpočetní náročnost FFT výrazně nižší oproti použití klasické DFT. Každý motýlek obsahuje jedno komplexní násobení a dvě komplexní sčítání. Složitost FFT algoritmu je $N \cdot \log N$. Srovnání výpočetních náročností DFT a FFT ukazuje Tabulka 2-1. (11), (12)

TABULKA 2-1: SROVNÁNÍ VÝPOČETNÍ NÁROČNOSTI DFT A FFT (12)

Počet bodů (N)	Počet operací při DFT (N ²)	Počet operací při FFT (N/2·log ₂ N)	Zrychlení
4	16	4	4,0
8	64	12	5,3
16	256	32	8,0
32	1024	80	12,8
64	4096	192	21,3
128	16384	448	36,6
256	65536	1024	64,0
512	262144	2304	113,8
1024	1048576	5120	204,8

2.2 Parametrické metody odhadu spektra

Kromě neparametrických metod frekvenční analýzy, mezi něž patří DFT a FFT popsané výše, existují i metody parametrické. Pro analýzu biosignálů za pomoci parametrických metod je třeba znát několik parametrů pro vytvoření adekvátního matematického modelu signálu. Z matematických funkcí modelu lze následně určit (odhadnout) spektrum daného signálu. Parametry modelu se odhadují a k jejich odhadu se nejčastěji používá jeden s následujících základních modelů parametrických metod:

- AR (autoregressive), autoregresní model
- MA (moving average), model klouzavý průměr
- ARMA (autoregressive – moving average) model autoregresní – klouzavý průměr

Tyto uvedené modely fungují na principu hledání parametrů filtru, díky kterému po aplikaci na bílý šum, vznikl námi zkoumaný signál. Tyto filtry mohou být dvojího typu:

- FIR filtr (finite impulse response) – lineární stabilní filtr s konečnou impulsní odezvou
- IIR filtr (infinite impulse response) – nelineární filtr s nekonečnou odezvou, který může být i nestabilní

Autoregresní model je model IIR filtru a lze jej popsat rovnicí ve tvaru:

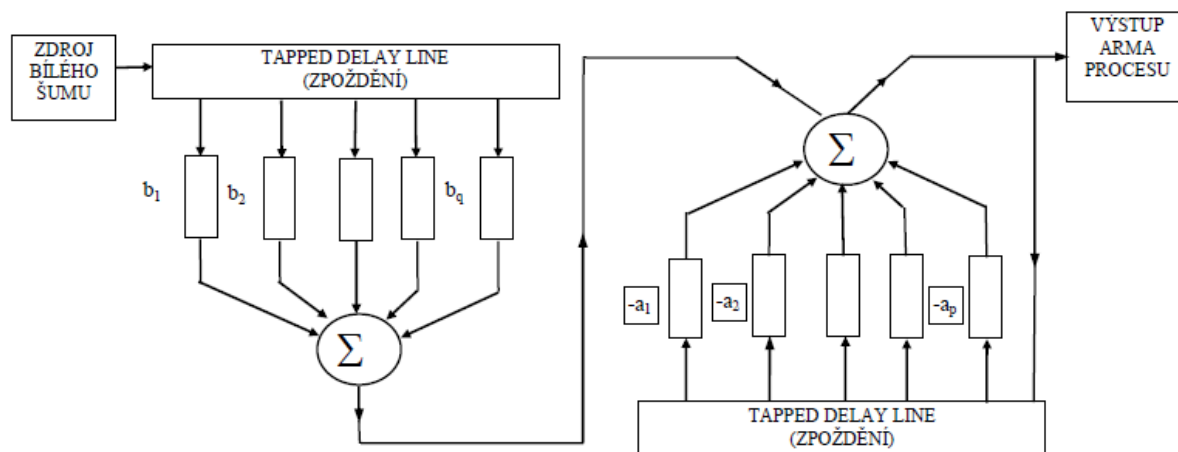
$$x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2) + \dots + a_px(n-p) = e(n) \quad (2.11)$$

Model moving average je model FIR filtru a je popsán rovnicí:

$$b_0x(n) + b_1x(n-1) + b_2x(n-2) + \dots + b_kx(n-k) = y(n) \quad (2.12)$$

Spojením autoregresivního a moving average modelu získáváme model ARMA, jehož schéma je na Obrázek 2-3. Tento model lze definovat jako IIR filtr, jehož přenosová funkce obsahuje jak póly (AR model), tak i nuly (MA model). ARMA je určen rovnicí:

$$y(n) = \sum_{i=1}^p a_i y(n-i) + \sum_{j=1}^k b_j x(n-j) \quad (2.13)$$



OBRAZEK 2-3: SCHÉMA PARAMETRICKÉHO ARMA MODELU (12)

Výhody parametrických metod:

- Větší statistická konzistence i pro krátké segmenty dat
- Snadněji interpretovatelné spektrum s implicitním filtrováním
- Spolehlivější a jednodušší výpočet spektrálních parametrů
- Není potřeba používat okna a tím se snižuje prosakování spektra
- Frekvenční rozlišení nezávisí na počtu dat

Nevýhody parametrických metod:

- Jsou komplexnější z metodologického a výpočetního hlediska
- Potřeba navrhnout model s množstvím parametrů

Jak již bylo zmíněno, u parametrických metod je třeba odhadnout parametry navržených matematických modelů. Pro odhad parametrů lze použít metodu nejmenších čtverců, která postupně minimalizuje odchylku mezi skutečnou a odhadnutou hodnotou parametru. V praxi se pro tuto metodu využívá algoritmů, které snižují její početní náročnost. Mezi tyto algoritmy patří například Levinson-Durbin-Robinsonův rekurzivní algoritmus. (10), (12)

2.2.1 Identifikace systému a odhad parametrů

Identifikace systému se provádí pomocí určení parametrů navrženého modelu. V reálných aplikacích se kromě modelů statických systémů (AR, MA, ARMA) používají také modely dynamických

systemů (např. ARX, OE). V dynamickém systému závisí jeho okamžitý stav i na stavech předchozích. Model dynamického systému – konkrétně model OE – je využitý i v této diplomové práci.

Model OE lze zapsat rovnicí:

$$y(t) = \frac{b(d)}{a(d)} \cdot u(t) + e(t) \quad (2.14)$$

Tato obecná rovnice obsahuje výstup $y(t)$, vstup $u(t)$, chybu $e(t)$ a parametry přenosu $a(d)$ a $b(d)$.

Rozdílem mezi modelem ARX a modelem OE je pouze různá práce s chybou $e(t)$. Obecná rovnice modelu ARX vypadá takto:

$$y(t) = \frac{b(d)}{a(d)} \cdot u(t) + \frac{1}{a(d)} \cdot e(t) \quad (2.15)$$

Při odhadu parametrů můžeme vycházet z potřeby minimalizovat chybu vzniklou jako odchylku mezi parametry námi určeného modelu a reálné soustavy. Metodou, která nám toto umožňuje je, metoda nejmenších čtverců založená na následujícím lineárně regresivním modelu dat:

$$y = Z \cdot \theta + e \quad (2.16)$$

V této rovnici y označuje výstupní signál, Z je matice známých vstupů/výstupů, θ označuje vektor námi hledaných parametrů a e náhodný vektor označující chybu.

Metoda nejmenších čtverců pak následně pracuje s minimalizací rozdílů vektoru y a součinu $Z \cdot \theta$:

$$\begin{aligned} \theta^* &= \arg \min_{\theta} \{e^T \cdot e\} = \arg \min_{\theta} \{(y - Z \cdot \theta)^T \cdot (y - Z \cdot \theta)\} \\ &= \arg \min_{\theta} \|y - Z \cdot \theta\|_2^2 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Po minimalizaci získáme nejlepší lineární odhad bez odchylky ve tvaru:

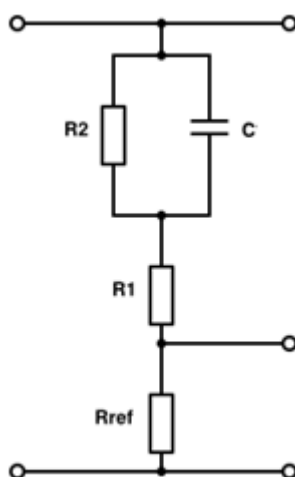
$$\hat{\theta} = (Z^T \cdot Z)^{-1} \cdot Z^T \cdot y \quad (2.18)$$

Výstupem aproximace je vektor parametrů θ , pomocí nichž lze soustavu jednoznačně popsat navrženým modelem. (13), (14)

3 Návrh metodiky měření

3.1 Simulace RC článků

Měření se provádí na několika sestavených sérioparalelních RC člancích, které odpovídají zapojení pro náhradní obvod tkáně (podle Obrázek 1-2), s přidaným referenčním rezistorem R_{REF} podle Obrázek 3-1. Referenční rezistor je k obvodu připojen kvůli spektroskopickému měření. Toto zapojení vychází z použití metody MRPDD (Obrázek 1-12). Zvolená hodnota referenčního odporu je $150\ \Omega$, hodnota použitá v přípravku pro měření bioimpedance je $2,7\ k\Omega$.



OBRÁZEK 3-1: SCHÉMA ZAPOJENÍ RC ČLÁNKU

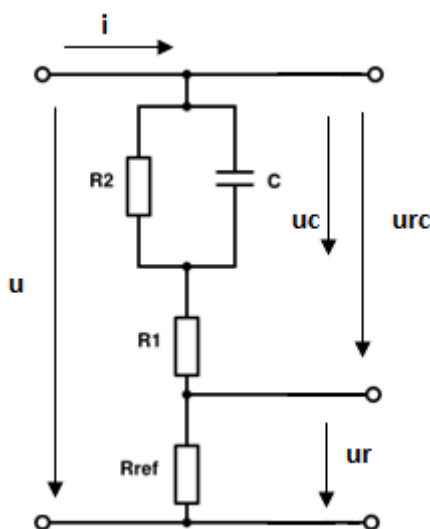
RC články jsou sestaveny tak, aby se hodnota jejich celkové impedance pohybovala v řádech stovek ohmů. Hodnoty použitých součástek jsou vypsány v Tabulka 3-1. Dále jsou RC články označeny jako RC1 až RC8.

TABULKA 3-1: HODNOTY SOUČÁSTEK RC ČLÁNKŮ

Označení RC článku	$R_1\ (\Omega)$	$R_2\ (\Omega)$	$C\ (F)$
RC1	120	220	$1\ \mu$
RC2	150	270	470n
RC3	100	330	330n
RC4	180	220	220n
RC5	180	150	$1\ \mu$
RC6	220	150	470n
RC7	150	270	330n

RC8	100	270	220n
-----	-----	-----	------

Simulace přivedení skokového signálu na RC článek je nejdříve provedena v programu MATLAB a je vypočítána teoretická odezva RC článku. Nejprve je vykreslen samotný skokový signál a poté je pomocí diferenciálních rovnic vypočítána teoretická odezva. Postup při určování diferenciálních rovnic je ukázán níže. Napětí a proudy na RC článku určené těmito rovnicemi jsou zakresleny na Obrázek 3-2.



OBRÁZEK 3-2: NAPĚTÍ A PROUDY NA RC ČLÁNKU

Rovnice pro určení proudu $i(t)$ protékajícího celým obvodem:

$$i = i_C + i_{R_2} \quad (3.1)$$

$$i = C \cdot \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_2} \quad (3.2)$$

Vyjádření napětí na kondenzátoru

$$u_C = u - R_1 \cdot i - R_{REF} \cdot i \quad (3.3)$$

Po vyjádření $i(t)$ z předchozí rovnice získáme:

$$i = \frac{u - u_C}{R_1 + R_{REF}} \quad (3.4)$$

Spojením rovnic (3.2) a (3.4) získáme:

$$\frac{u - u_c}{R_1 + R_{REF}} = c \cdot \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R_2} \quad (3.5)$$

Po úpravách získáme výslednou diferenciální rovnici ve tvaru:

$$u_c' + \left[\frac{1}{C \cdot (R_1 + R_{REF})} + \frac{1}{C \cdot R_2} \right] \cdot u_c = \frac{u}{C \cdot (R_1 + R_{REF})} \quad (3.6)$$

Řešením této rovnice v MATLABu pomocí příkazu *dsolve* získáme následující řešení:

$$u_c = \frac{const2 - const2 \cdot e^{-const1 \cdot t}}{const1} \quad (3.7)$$

Přičemž

$$const1 = \frac{1}{C \cdot (R_1 + R_{REF})} + \frac{1}{C \cdot R_2} \quad (3.8)$$

$$const2 = \frac{u}{C \cdot (R_1 + R_{REF})} \quad (3.9)$$

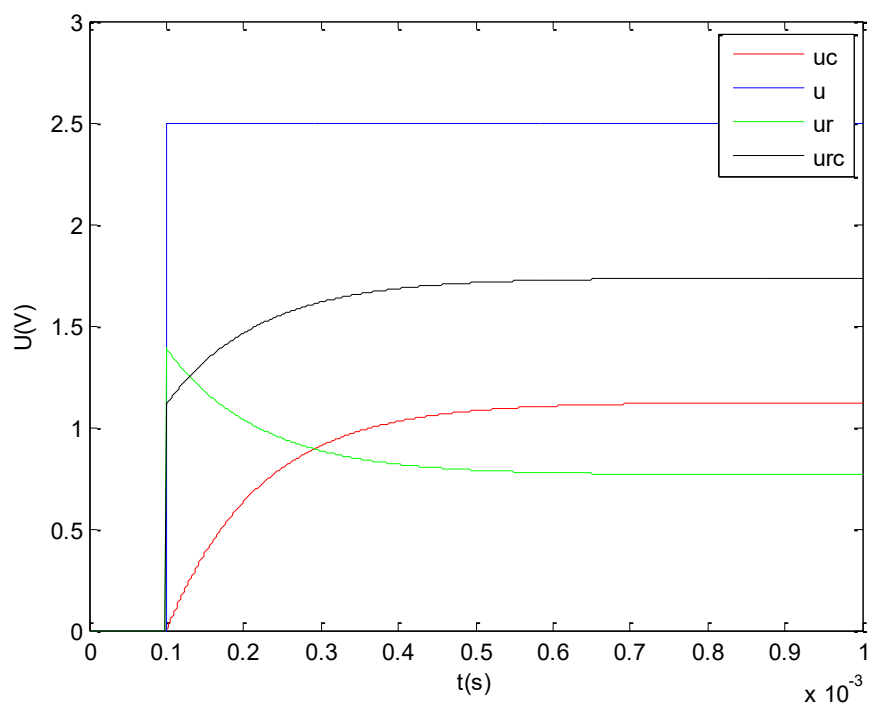
Z napětí u_c je podle rovnice (3.4) dopočítán celkový proud $i(t)$ a z proudu je dále dopočítáno napětí na samotném RC článku a napětí na referenčním rezistoru.

Rovnice pro výpočet napětí u_{RC} :

$$u_{RC} = u_c + R_1 \cdot i \quad (3.10)$$

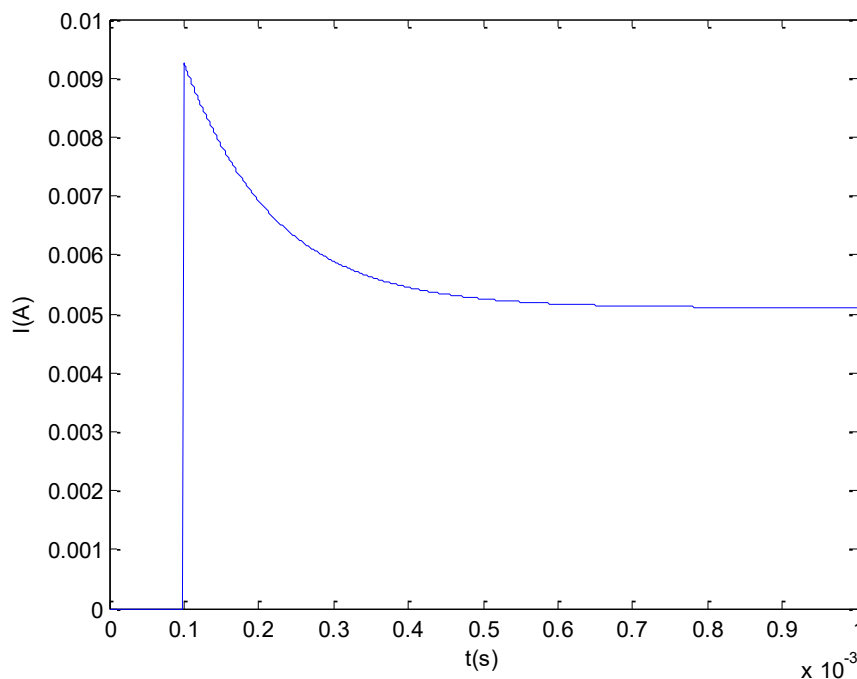
Rovnice pro výpočet napětí u_R na referenčním rezistoru R_{REF} :

$$u_R = R_{REF} \cdot i \quad (3.11)$$



**OBRÁZEK 3-3: VYPOČÍTANÁ TEORETICKÁ NAPĚŤOVÁ ODPOVĚĎ RC ČLÁNKU RC1
NA JEDNOTKOVÝ SKOK**

Napětí u odpovídá vstupnímu skokovému signálu, napětí u_R signálu na referenčním rezistoru, u_C je napětí na kondenzátoru a u_{RC} je výsledné výstupní napětí na celém RC článku. Všechna vypočítaná napětí splňují teoretické předpoklady jejich průběhů stanovené na základě znalosti přechodových jevů.



OBRÁZEK 3-4: VYPOČÍTANÁ TEORETICKÁ PROUDOVÁ ODPOVĚĎ RC ČLÁNKU RC1 NA JEDNOTKOVÝ SKOK

3.2 Určení teoretické impedance

Hodnotu teoretické impedance lze určit výpočtem pomocí použitých součástek. Dále lze teoreticky určit frekvenční závislost impedance (LAFCH a LFFCH) RC článků. Teoretická impedance je určena jako:

$$Z_{teor} = R_1 + \frac{R_2 \cdot (-X_C)}{R_2 - X_C} \quad (3.12)$$

kde X_C je hodnota kapacitance kondenzátoru vypočítaná jako:

$$X_C = j \cdot \frac{1}{2\pi f \cdot C} \quad (3.13)$$

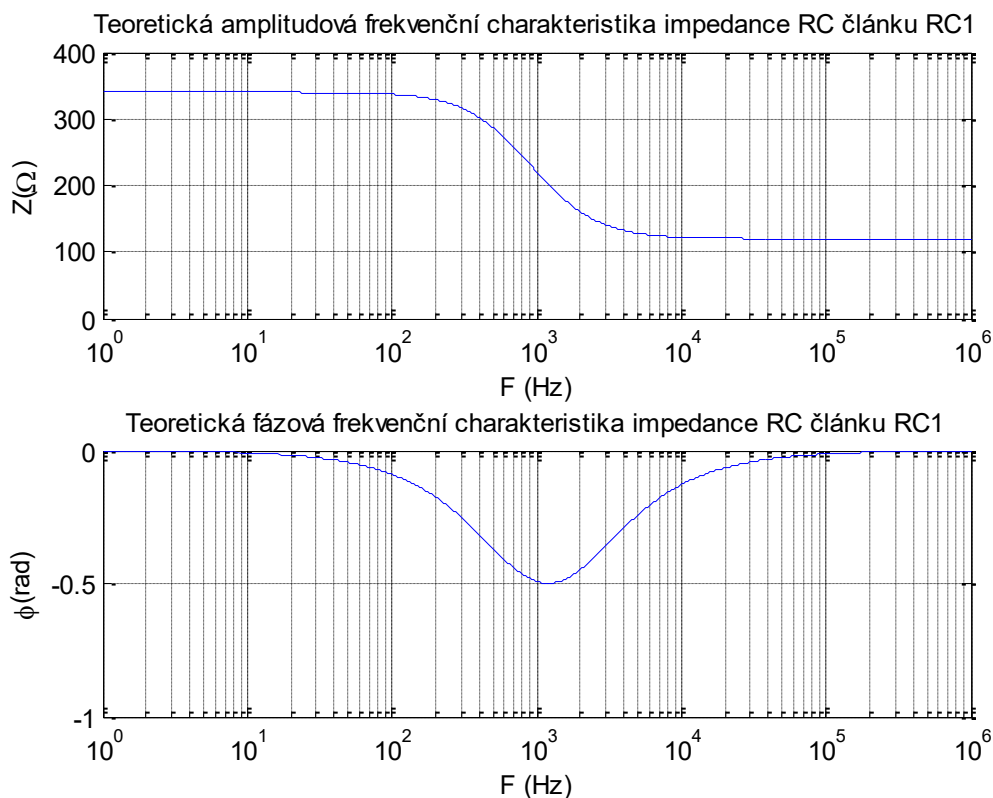
Amplitudová charakteristika teoretické impedance je určena jako její absolutní hodnota. V MATLABu zapsáno:

```
amplitude = abs(Z_teor);
```

Fázová charakteristika je poté určena jako fáze daných komplexních čísel reprezentujících impedanci. V MATLABu zapsáno:

```
phase = unwrap(angle(Z_teor));
```

Grafy teoretické impedance jsou vykresleny na Obrázek 3-5. Hodnoty teoretické impedance jsou dále využity v kapitolách 4 a 5 ke kalibraci přenosových charakteristik a k ověření přesnosti zvolené metody pro určení přenosu na základě změřené odezvy článků na skokový signál.



OBRAZEK 3-5: TEORETICKÁ LAFCH A LFFCH IMPEDANCE RC ČLÁNKU RC1

3.3 Matematický model soustavy a aproximace

Celou soustavu – a tím pádem i její přenos – lze matematicky modelovat, což ukazuje tato kapitola zaměřená na algoritmus pro aproximaci přenosové funkce RC článku.

Tento postup lze rozdělit do několika částí. Jsou jimi:

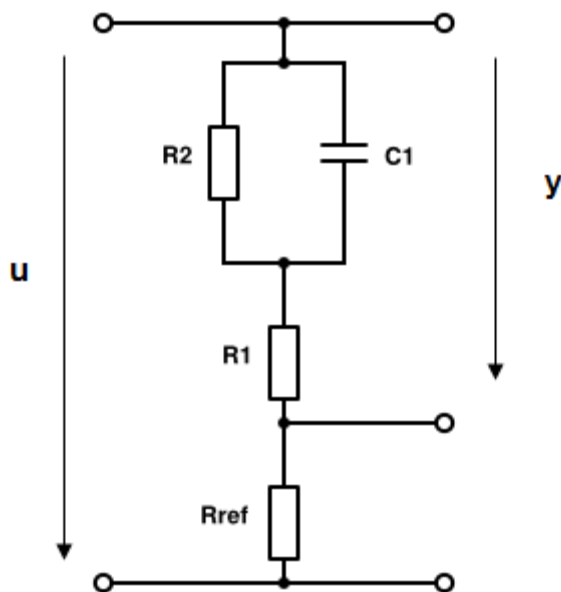
1. určení spojitého přenosu
2. diskretizace přenosu pomocí vhodné metody
3. odhad parametrů
4. zpětné určení spojitého přenosu
5. určení aproximované frekvenční charakteristiky

První dva body jsou důležité z důvodu následného teoretického odvození modelu RC článku. Samotný aproximační algoritmus začíná v bodě číslo 3.

3.3.1 Určení spojitého přenosu

Přenos $G(s)$ soustavy lze určit na základě vstupní veličiny u a výstupní veličiny y (Obrázek 3-6) jako podíl jejich obrazů.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (3.14)$$



OBRÁZEK 3-6: VSTUP A VÝSTUP SOUSTAVY.

Obrazy $U(s)$ a $Y(s)$ můžeme určit jako:

$$U(s) = \left(\frac{R_2 \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{R_2 + \frac{1}{C \cdot s}} + R_1 + R_{ref} \right) \cdot I \quad (3.15)$$

$$Y(s) = \left(\frac{R_2 \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{R_2 + \frac{1}{C \cdot s}} + R_1 \right) \cdot I \quad (3.16)$$

Po dosazení do rovnice (3.14) získáme přenos $G(s)$ ve tvaru:

$$G(s) = \frac{\left(\frac{R_2 \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{R_2 + \frac{1}{C \cdot s}} + R_1 \right) \cdot I}{\left(\frac{R_2 \cdot \frac{1}{C \cdot s}}{R_2 + \frac{1}{C \cdot s}} + R_1 + R_{REF} \right) \cdot I} \quad (3.17)$$

Postupnými úpravami zlomku získáme tuto rovnici ve tvaru:

$$G(s) = \frac{R_1 + R_2}{R + R_1 + R_2} \cdot \frac{\frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C}{R_1 + R_2} \cdot s + 1}{\frac{(R_1 \cdot R_2 + R \cdot R_2) \cdot C}{R + R_1 + R_2} \cdot s + 1} \quad (3.18)$$

Pro získání koeficientů přenosu použijeme následující substituce:

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R + R_1 + R_2} \quad (3.19)$$

$$konst1 = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C}{R_1 + R_2} \quad (3.20)$$

$$konst2 = \frac{(R_1 \cdot R_2 + R \cdot R_2) \cdot C}{R + R_1 + R_2} \quad (3.21)$$

Výsledný přenos pak má tvar:

$$G(s) = K \cdot \frac{konst1 \cdot s + 1}{konst2 \cdot s + 1} \quad (3.22)$$

Tento tvar získáme při aproximaci přenosové funkce a zpětnou substitucí pomocí rovnic (3.19), (3.20) a (3.21) můžeme určit hodnoty použitých součástek v RC článku – hodnotu kapacity kondenzátoru a odpory jednotlivých rezistorů.

3.3.2 Diskretizace spojitého přenosu

Pro převod spojitého přenosu na přenos diskrétní lze využít několika metod. Metodou použitou v tomto případě je tzv. ZOBD neboli zpětná obdélníková metoda, při níž se provádí substituce:

$$s = \frac{z - 1}{T \cdot z} \quad (3.23)$$

V této substituci z označuje diskrétní operátor a T je vzorkovací perioda.

Pro dosazení do rovnice pro spojitý přenos získáváme:

$$G(z) = \frac{K \cdot (konst1 + T) - K \cdot konst1 \cdot z^{-1}}{(konst2 + T) - konst2 \cdot z^{-1}} \quad (3.24)$$

Přenos $G(z)$ pak odpovídá přenosu zapsanému ve tvaru:

$$G(z) = \frac{B_0 + B_1 \cdot z^{-1}}{1 + A_1 \cdot z^{-1}} \quad (3.25)$$

Kde parametry A_1 , B_0 a B_1 jsou parametry modelu, které je třeba aproximovat.

Následující tři rovnice ukazují, jak z diskrétního přenosu získáme diskrétní model výstupního signálu, který je dále použit při aproximaci parametrů v kapitole 3.3.3.

$$Y(z) \cdot (1 + A_1 \cdot z^{-1}) = U(z) \cdot (B_0 + B_1 \cdot z^{-1}) \quad (3.26)$$

$$y[k] + A_1 \cdot y[k - 1] = B_0 \cdot u[k] + B_1 \cdot u[k - 1] \quad (3.27)$$

$$y[k] = -A_1 \cdot y[k - 1] + B_0 \cdot u[k] + B_1 \cdot u[k - 1] \quad (3.28)$$

3.3.3 Aproximace parametrů

Data jsou obecně zatížena nějakou chybou e . Proto po přidání této chyby k rovnici (3.28) získáme:

$$y[k] = -A_1 \cdot y[k - 1] + B_0 \cdot u[k] + B_1 \cdot u[k - 1] + e[k] \quad (3.29)$$

Následujícím úkolem je nalézt parametry A_1 , B_0 a B_1 . Při aproximaci těchto parametrů lze využít metodu nejmenších čtverců (popsanou v kapitole 2.2.1), která minimalizací chyby nachází parametry dané rovnice – v tomto případě rovnice (3.29). Následující rovnice jsou použity z této kapitoly.

Modelovanou soustavu lze vyjádřit pomocí modelu lineární regrese, jenž má matematický zápis:

$$y[k] = z^T[k] \cdot \theta + e[k] \quad (3.30)$$

Rovnice (3.30) obsahuje následující parametry:

- $y[k]$: výstupní signál
- $z^T[k]$: transponovaná matice obsahující členy $-y[k-1]$, $u[k]$ a $u[k-1]$
- θ : matice parametrů přenosu
- $e[k]$: chyba

Z výše uvedené rovnice (3.30) jsme tudíž schopni najít parametry přenosu díky metodě nejmenších čtverců. Rovnice pro jejich výpočet je:

$$\theta = (z[k] \cdot z^T[k])^{-1} \cdot z[k] \cdot y[k] \quad (3.31)$$

Kód aproximace v MATLABu vypadá následovně:

```
ttime = t'; % určení času
```

```

URCout = urc'; % výstupní napětí urc
Uin = u'; % vstupní napětí
URout = ur'; % výstupní napětí ur
samplesNo=length(ttime); % počet vzorků

y1 = -[0;URCout(1:samplesNo-1)]; % 1. sloupeček Zt
u1 = Uin; % 2. sloupeček Zt
u2 = [0;Uin(1:samplesNo-1)]; % 3. sloupeček Zt
Zt = [y1 u1 u2]; % určení Zt
Z = transpose(Zt); % transpozice Zt
param = inv(Z*Zt)*Z*URCout; % výpočet matice parametrů
A1 = param(1); B0 = param(2); B1 = param(3); % parametry diskrétního přenosu

```

3.3.4 Zpětné určení spojitého přenosu

Vyřešením rovnice (3.31) získáme parametry přenosu pro diskrétní model. V následujícím kroku proto diskrétní model převedeme zpět na model spojitý pomocí substituce

$$z = \frac{1}{1 - T \cdot s} \quad (3.32)$$

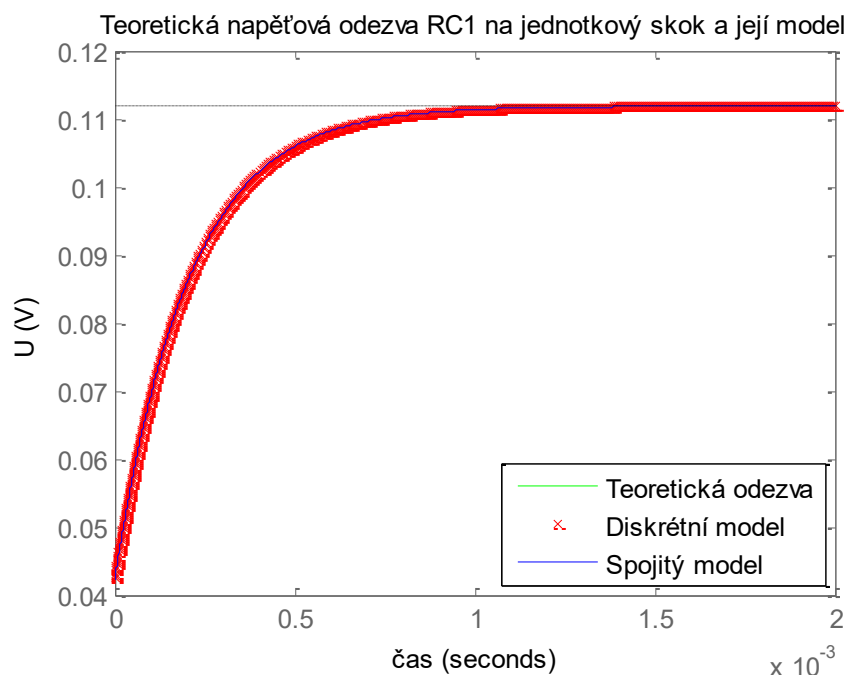
Takto po případných úpravách získáme výsledný přenos ve tvaru, jaký určuje rovnice (3.22). Z tohoto přenosu tedy následně můžeme určit přenosovou charakteristiku a hodnoty prvků v obvodu.

V MATLABu je spojitý přenos určen pomocí substituce:

```

syms s z % určení symbolických proměnných
Gz_sym = (B0*z+B1)/(z+A1); % zápis diskrétního přenosu
Gs_sym = subs(Gz_sym,z,'1/(1-T*s)'); % ZOBOD substituce
Gs_sym = subs(Gs_sym,'T',Ts_t); % nahrazení reálnou vzorkovací periodou
Gs = simplify(Gs_sym) % zobrazení výsledného přenosu

```



OBRÁZEK 3-7: TEORETICKÁ SKOKOVÁ ODEZVA RC ČLÁNKU RC1 A JEJÍ MODEL

Vykreslení modelu je provedeno jako simulace skokové odezvy pomocí funkcí *stepz* a *step* pro diskrétní, resp. spojitý model (Obrázek 3-7).

Hodnoty parametrů spojitého přenosu jsou v MATLABu určeny následovně:

```
% koeficienty spojitého přenosu
[num_urc,den_urc] = numden(Gs);           % určení čitatele a jmenovatele
num = double(coeffs(num_urc, s));         % koeficienty čitatele přenosové fce
den = double(coeffs(den_urc, s));         % koeficienty jmenovatele přenosové fce

% koeficienty b0, b1, a0, a1
b0rc = num(2);
b1rc = num(1);
a0rc = den(2);
a1rc = den(1);

% zesílení K a konstanty konst1, konst2
Krc = b1rc/a1rc;
k1rc = b0rc/b1rc;
k2rc = a0rc/a1rc;
```

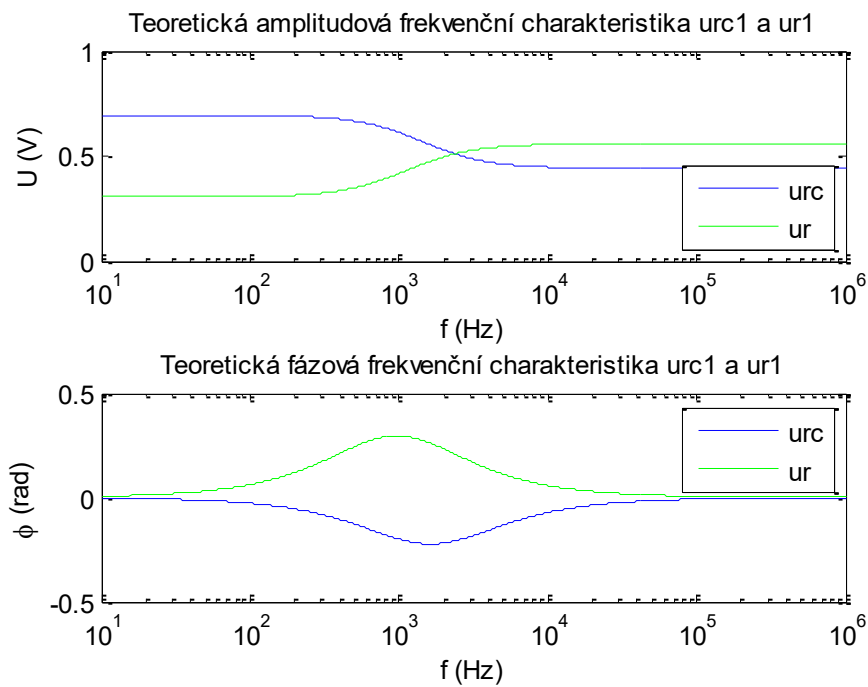
3.3.5 Určení aproximovaných frekvenčních charakteristik

Výsledek v podobě frekvenční charakteristiky na závěr získáme jednoduchou substitucí, když do rovnice (3.22) za operátor s přenosu $G(s)$ dosadíme $j\omega$, čímž získáme přenos $G(j\omega)$. Do tohoto tvaru lze dosadit hodnoty frekvencí v požadovaném rozsahu a absolutní hodnoty a fáze takto získaných komplexních čísel vynést do grafu.

Rovnice frekvenční závislosti jednotlivých přenosů je následující:

$$G(j\omega) = K \cdot \frac{\text{konst1} \cdot j\omega + 1}{\text{konst2} \cdot j\omega + 1} \quad (3.33)$$

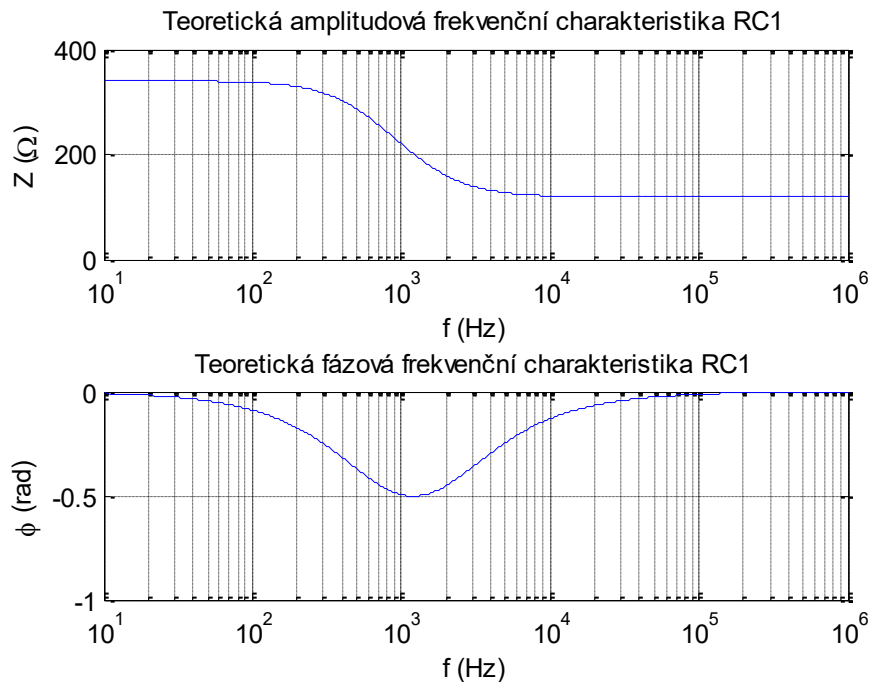
Parametr K v této rovnici určuje hodnotu zesílení přenosu. Přenos je nutné aproximovat jednak pro napětí měřené na RC článku (u_{RC}), ale také pro napětí na referenčním rezistoru R_{REF} (u_R) kvůli následnému určení frekvenční závislosti impedance pomocí metody MRPDD. Teoretické frekvenční charakteristiky daných napětí jsou zobrazeny na Obrázek 3-8.



OBRÁZEK 3-8: TEORETICKÁ LAFCH A LFFCH u_{RC} A u_R RC ČLÁNKU RC1

Výslednou impedanci RC článku získáme ze vzorců (1.9), (1.10) a (1.11) pro metodu MRPDD. Amplitudovou charakteristiku určíme jako součin referenčního rezistoru R_{REF} a podílu absolutních hodnot u_{RC} a u_R . Fázovou charakteristiku získáme jako rozdíl fáze u_{RC} a u_R . Frekvenční charakteristiky určené z modelu soustavy jsou na Obrázek 3-9. Výslednou impedanci lze zapsat jako:

$$Z = R_{REF} \cdot \frac{|u_{RC}|}{|u_R|} \cdot e^{j(\theta_{u_{RC}} - \theta_{u_R})} \quad (3.34)$$



OBRAZEK 3-9: TEORETICKÁ LAFCH A LFFCH IMPEDANCE RC ČLÁNKU RC1 URČENÁ Z MODELU

Pro určení frekvenčních charakteristik byl v MATLABu použit následující kód:

```
% určení frekvenčního rozsahu
f = 10:1000000;
omega = 2*pi*f;

% výpočet frekvenčních přenosů pro urc a ur
for n=1:length(f)
    Z1(n) = Krc*(k1rc.*1i*omega(n)+1)./(k2rc.*1i*omega(n)+1);
    Z2(n) = Kr*(k1r.*1i*omega(n)+1)./(k2r.*1i*omega(n)+1);
end

% výpočet absolutní hodnoty impedance
abs_Z1 = abs(Z1);
abs_Z2 = abs(Z2);
ABS_teor = R*abs_Z1./abs_Z2;

% výpočet fáze impedance
phase_Z1 = unwrap(angle(Z1));
phase_Z2 = unwrap(angle(Z2));
PHASE_teor = phase_Z1 - phase_Z2;
```

Teoretické frekvenční charakteristiky určené z modelu odezvy RC článku na skokové napětí jsou shodné s odezvami určenými na základě znalosti hodnot součástek (Obrázek 3-5). Z tohoto lze usoudit, že navržený algoritmus správně určuje frekvenční charakteristiky na základě vstupních signálů.

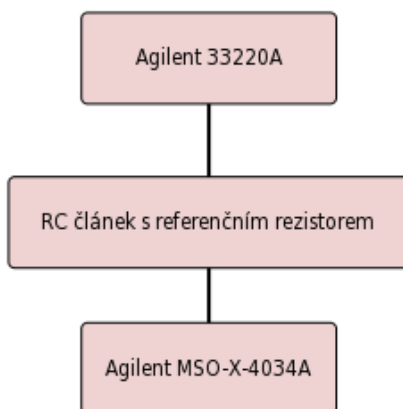
Z Obrázek 3-9 lze také ověřit parametry RC článku RC1. Pro tento RC článek byl použit R_1 o hodnotě $120\ \Omega$ a R_2 o hodnotě $220\ \Omega$ (viz Tabulka 3-1). Amplitudová frekvenční charakteristika tedy správně při nízkých frekvencích dosahuje hodnot $320\ \Omega$. To odpovídá součtu hodnot R_1 a R_2 , neboť při těchto frekvencích kondenzátor hůře propouští proud. Při vyšších frekvencích pak absolutní hodnota impedance nabývá hodnot $120\ \Omega$. To odpovídá hodnotě R_1 , neboť při vysokých frekvencích klesá reaktance kondenzátoru a rezistor R_2 je vyzkratován.

4 Měření na laboratorních vzorcích

Data zpracována v této diplomové práci byla získána jako odezva RC článků na skokovou změnu napětí. V rámci této diplomové práce byla provedena dvě měření. První měření bylo provedeno na samotných RC člancích zapojených podle Obrázek 3-1 (jejich hodnoty viz Tabulka 3-1). Při druhém měření byly jednotlivé RC články zapojeny do přípravku pro měření bioimpedance. V obou případech bylo vstupním signálem skokové napětí a výstupními měřenými signály bylo napětí na RC článku a napětí na referenčním rezistoru. Naměřené výstupní signály byly dále využity pro frekvenční analýzu.

4.1 Měření č. 1

Toto měření bylo prováděno na samotných RC člancích, na které byl přiveden skokový signál z funkčního generátoru Agilent 33220A. Výstupní signál (skoková odezva RC článků) byla měřena na osciloskopu Agilent MSO-X-4034A. Zapojení viz schéma na Obrázek 4-1.

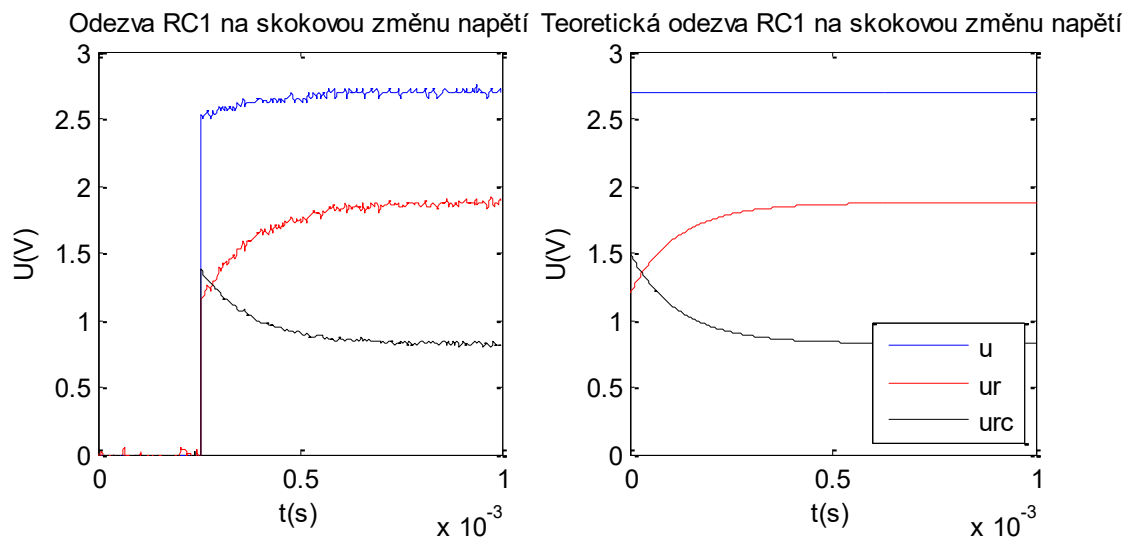


OBRÁZEK 4-1: SCHÉMA MĚŘENÍ Č. 1

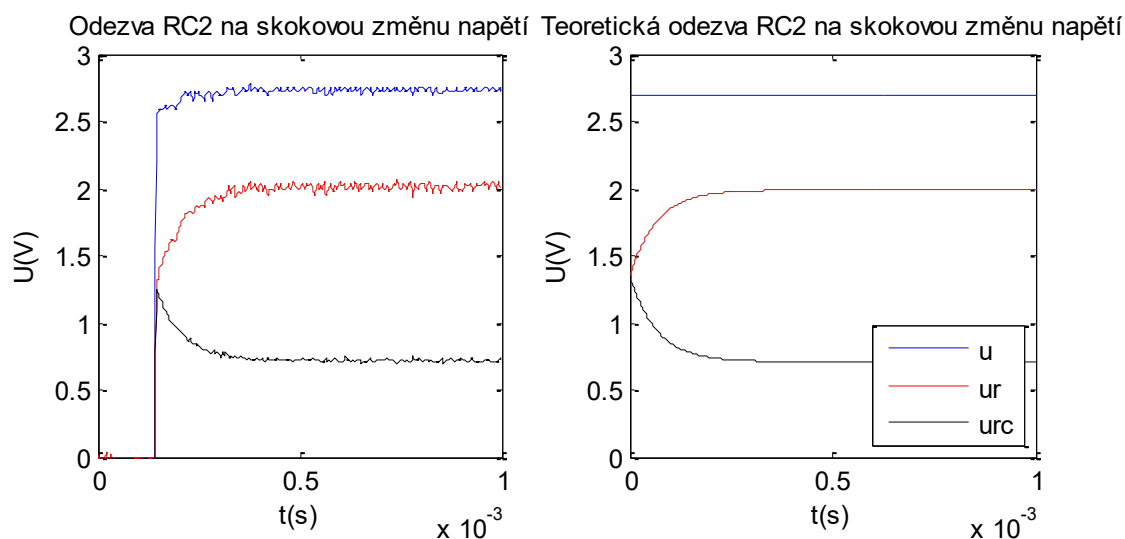
Jako skokový signál byla využita náběžná hrana obdélníkového signálu s amplitudou 2,7 V. Další nastavené parametry (duty cycle = 20 %, frekvence = 1 Hz), nebyly pro toto měření stěžejní. Výstupem z osciloskopu byly csv soubory obsahující vstupní signál u a výstupní signál u_{RC} . Napětí u_r bylo následně dopočítáno na základě druhého Kirchhoffova zákona jako rozdíl vstupního napětí u a výstupního napětí u_{RC} .

4.2 Vykreslení naměřených dat

Výstupní data z měření jsou uložena ve formátu csv. Tato data jsou vykreslena v MATLABu společně s teoretickou skokovou odezvou na každém jednotlivém RC článku.



OBRÁZEK 4-2: SKOKOVÁ ODEZVA RC ČLÁNKU RC1



OBRÁZEK 4-3: SKOKOVÁ ODEZVA RC ČLÁNKU RC2

Z grafů uvedených na Obrázek 4-2 a na Obrázek 4-3 vyplývá, že průběh naměřené skokové odezvy RC článků odpovídá jejímu vypočítanému teoretickému průběhu.

Teoretická skoková odezva pro všechny RC články je vypočítaná podle rovnic uvedených v kapitole 3.1 za použití následujícího kódu v MATLABu:

```
% číslo měření a číslo RC článku  
mereni = 1;  
RC = 1;
```



```

% určení vzorkovací frekvence, periody, časové základny
% počtu vzorků a vstupního napětí
fs = 1e6;
Ts_t = 1/fs;
t = 0:Ts_t:0.002;
samplesNo = length(t);
U = 2.7;

% určení frekvenčního rozsahu
f = 10:1000000;
omega = 2*pi*f;

% vytvoření skoku
u = U*ones(1,samplesNo);

% hodnoty součástek všech RC článků
R = 150;
R1 = [120 150 100 180 180 220 150 100];
R2 = [220 270 330 220 150 150 270 270];
C = [1e-6 470e-9 330e-9 220e-9 1e-6 470e-9 330e-9 220e-9];

% výpočet konstant diferenciální rovnice
const1 = (1/(C(RC)*(R1(RC)+R))+1/(R2(RC)*C(RC)));
const2 = U/(C(RC)*(R1(RC)+R));

% řešení diferenciální rovnice
% syms uc(t);
% dsolve('Duc + const1*uc = const2','t')

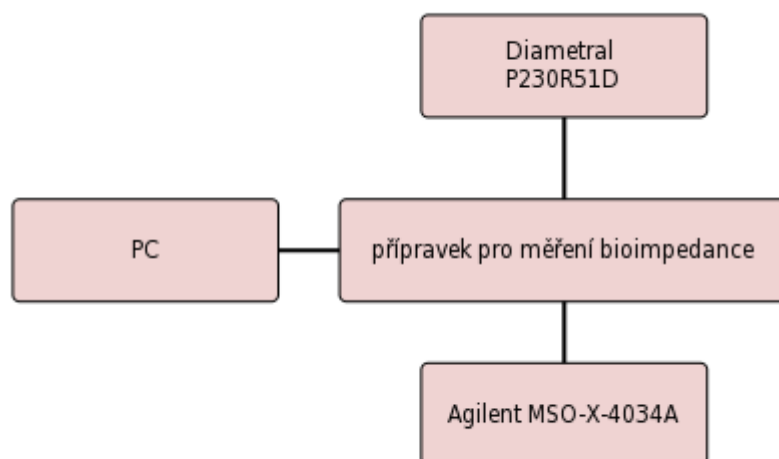
% výpočet napětí a proudů
for n=1:samplesNo
    uc(n) = (const2 - const2.*exp(-const1*t(n)))/const1;
    I(n) = (u(n)-uc(n))/(R1(RC)+R);
    urc(n) = uc(n) + R1(RC).*I(n);
    ur(n) = R.*I(n);
end

```

Spolu s teoretickou skokovou odezvou je vykreslen naměřený signál načtený z csv souboru získaného z osciloskopu pomocí příkazu *csvread*.

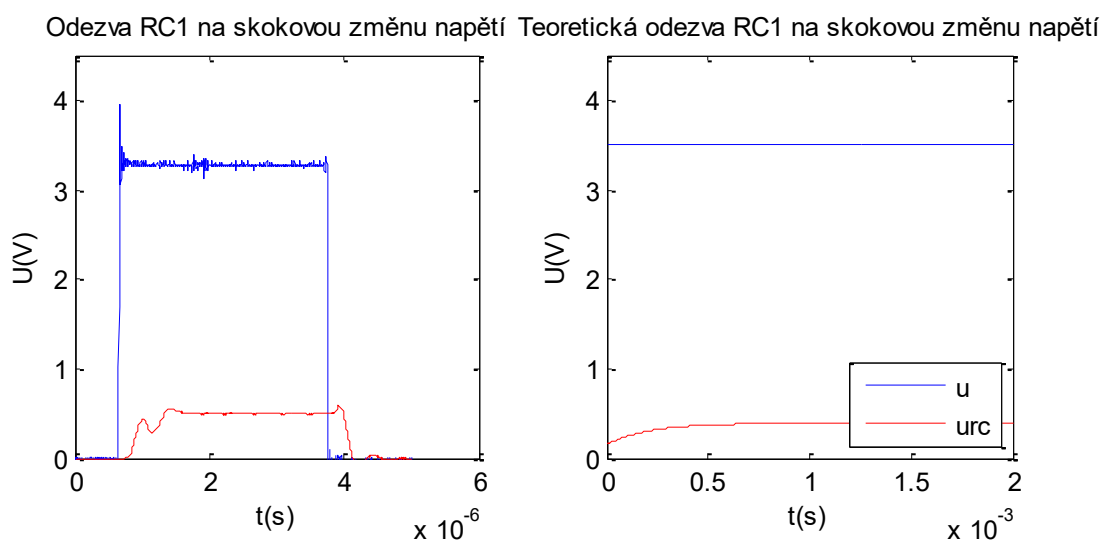
4.3 Měření č. 2 – přípravek pro měření bioimpedance

Současně s touto diplomovou prací je vyvíjeno zařízení pro měření bioimpedance. Proto bylo provedeno i měření na přípravku pro měření bioimpedance. Při tomto měření byly použité přístroje zapojeny podle Obrázek 4-4. Odezva na skokový signál RC článků byla měřena na osciloskopu Agilent MSO-X-4034A. Obvody byly napájeny laboratorním zdrojem Diametral P230R51D. Skokový signál byl vytvořen mikroprocesorem ovládaným pomocí počítače. Amplituda skokového napětí byla 3,5 V. Výstupní signál skokové odezvy RC článku je čtyřnásobně zesílen, což vyplývá z konstrukce přípravku pro měření bioimpedance. Hodnota použitého referenčního odporu v tomto případě má hodnotu 2,7 kΩ.



OBRÁZEK 4-4: SCHÉMA MĚŘENÍ Č. 2

I v tomto případě byly postupně měřeny skokové odezvy všech RC článků. Skoková odezva RC článku RC1 je zobrazena na Obrázek 4-5 vlevo. V grafu je patrný zákmit vstupního napětí přicházejícího do obvodu z mikroprocesoru. Tento zákmit dále ovlivňuje snímanou odezvu celého systému. Jeho důsledkem je také zákmit ve skokové odezvě (výstupní napětí u_{RC}), což má následně vliv na proveditelnost frekvenční analýzy podle algoritmu vytvořeného v rámci této diplomové práce.



OBRÁZEK 4-5: SKOKOVÁ ODEZVA RC ČLÁNKU RC, MĚŘENÍ Č. 2

4.4 Ověření naměřené impedance

Teoretická frekvenční charakteristika získaná podle (3.12) byla srovnána s naměřenými hodnotami na RLC metru Agilent 4263B. Při použití reálných součástí pro konstrukci jednoduchých RC článků může dojít k odchylkám skutečné impedance od teoretické impedance, což následně může ovlivnit samotnou frekvenční analýzu. Pro použitých osm RC článků, jejichž hodnoty udává Tabulka 3-1, byly změřeny absolutní hodnoty a fáze impedance v pěti různých frekvencích. Tyto hodnoty uvádí

Tabulka 4-1. Hodnoty teoretické impedance na těchto frekvencích udává Tabulka 4-2. Přístroj Agilent 4263B bohužel měření na více frekvencích nepodporuje. Ke srovnání předpokládaných a naměřených hodnot to však stačí.

TABULKA 4-1: NAMĚŘENÉ HODNOTY IMPEDANCE RLC METREM

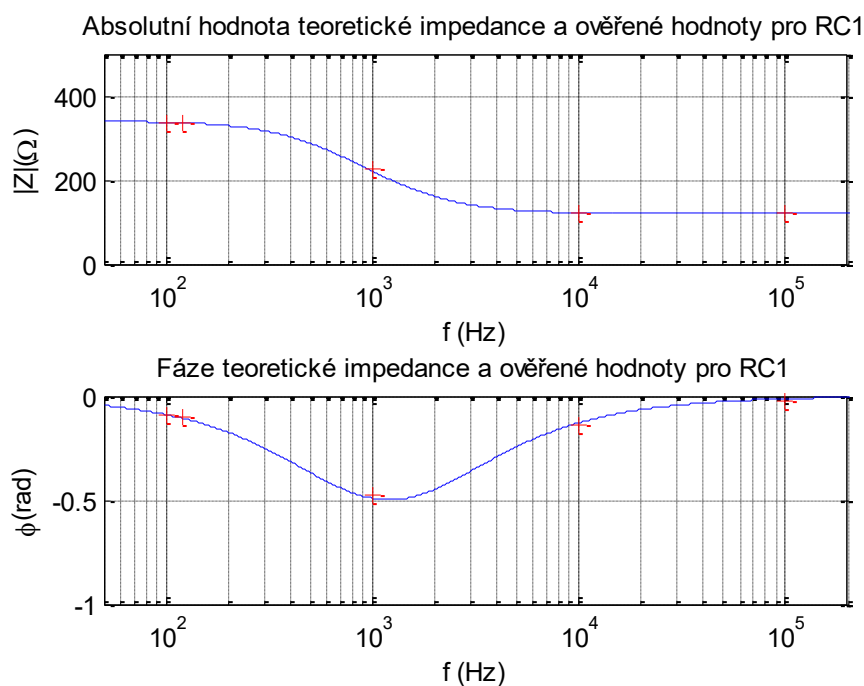
Označení RC článku	100 Hz		120 Hz		1 kHz		10 kHz		100 kHz	
	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)
RC1	336,6	-0,09	335,4	-0,1	225,9	-0,48	122,3	-0,14	119,6	-0,02
RC2	417,2	-0,05	416,7	-0,05	351,2	-0,36	160,1	-0,24	149,7	-0,03
RC3	427,6	-0,05	427,2	-0,06	361,2	-0,43	118,9	-0,43	99,9	-0,05
RC4	399,1	-0,02	398,9	-0,02	385,5	-0,15	215,9	-0,32	180,7	-0,04
RC5	329,6	-0,04	329,2	-0,04	274,1	-0,27	184	-0,09	181,1	-0,01
RC6	369,5	-0,02	369,4	-0,02	353,3	-0,14	232,8	-0,16	219,9	-0,02
RC7	417,5	-0,04	417,2	-0,04	372,4	-0,31	166,1	-0,29	149,7	-0,03
RC8	368,3	-0,03	368,2	-0,03	347,3	-0,25	140,3	-0,53	100,5	-0,08

TABULKA 4-2: TEORETICKÉ HODNOTY IMPEDANCE NA VYBRANÝCH FREKVENCÍCH

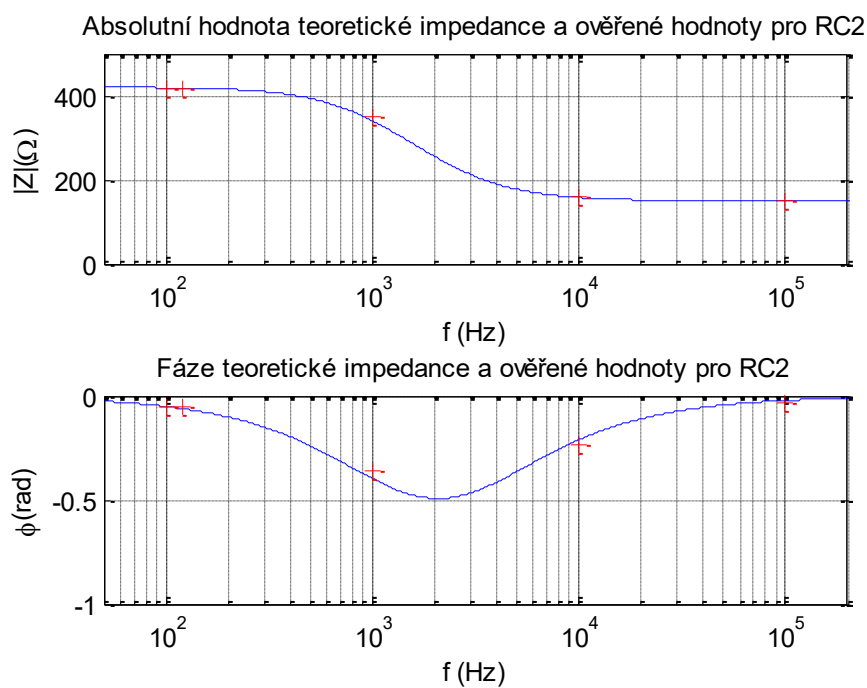
Označení RC článku	100 Hz		120 Hz		1 kHz		10 kHz		100 kHz	
	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)	Z (Ω)	φ (rad)
RC1	337,2	-0,09	336,0	-0,11	221,7	-0,50	122,2	-0,13	120,0	-0,01
RC2	418,8	-0,05	418,3	-0,06	341,4	-0,40	157,7	-0,21	150,1	-0,02
RC3	429,1	-0,05	428,6	-0,06	359,3	-0,44	116,9	-0,42	100,2	-0,05
RC4	399,9	-0,02	399,8	-0,02	386,3	-0,16	211,8	-0,31	180,4	-0,04
RC5	329,0	-0,04	328,5	-0,05	270,0	-0,28	182,4	-0,09	180,0	-0,01
RC6	369,8	-0,02	369,7	-0,02	349,8	-0,16	229,5	-0,14	220,1	-0,02
RC7	419,4	-0,04	419,2	-0,04	373,7	-0,31	165,1	-0,29	150,2	-0,03
RC8	369,8	-0,03	369,7	-0,03	348,4	-0,26	136,0	-0,52	100,5	-0,07

Teoretické hodnoty byly určeny z grafu pro teoretický průběh frekvenční charakteristiky impedance (viz Obrázek 3-9). Naměřené hodnoty byly následně dány do grafu s teoretickými

charakteristikami impedance pro každý RC článek zvlášť (viz Obrázek 4-6 a Obrázek 4-7). Srovnání těchto hodnot je provedeno v MATLABu v souboru *kalibrace_teor.m*.



OBRÁZEK 4-6: NAMĚŘENÉ A TEORETICKÉ HODNOTY IMPEDANCE PRO RC1



OBRÁZEK 4-7: NAMĚŘENÉ A TEORETICKÉ HODNOTY IMPEDANCE PRO RC2

Chyby naměřené impedance v Tabulka 4-3 a Tabulka 4-4 jsou vypočítány podle následujících vzorců.

Vzorec pro absolutní odchylku $\Delta|Z|$:

$$\Delta|Z| = ||Z_{teor}| - |Z_{měř}|| \quad (4.1)$$

kde Z_{teor} označuje teoretickou impedanci a $Z_{měř}$ označuje změřenou impedanci.

Vzorec pro absolutní odchylku $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = |\varphi_{teor} - \varphi_{měř}| \quad (4.2)$$

kde φ_{teor} označuje fázi teoretické impedance a $\varphi_{měř}$ označuje fázi změřené impedance.

Absolutní odchylky pro jednotlivé RC články jsou určeny jako průměr absolutních odchylek měřené a teoretické impedance na pěti frekvencích. Tyto hodnoty uvádí Tabulka 4-3.

TABULKA 4-3: ABSOLUTNÍ CHYBA NAMĚŘENÉ IMPEDANCE

Označení RC článku	Průměrná odchylka amplitudy $\Delta Z $ (Ω)	Průměrná odchylka fáze $\Delta\varphi$ (rad)
RC1	1,1796	0,0069
RC2	3,1531	0,0165
RC3	1,4132	0,0067
RC4	1,3678	0,0039
RC5	1,6180	0,0059
RC6	1,4903	0,0094
RC7	1,3394	0,0031
RC8	1,6704	0,0062
průměr	1,6540	0,0073

Vzorec pro relativní odchylku $\delta|Z|$:

$$\delta|Z| = \frac{\Delta|Z|}{Z_{teor}} \cdot 100\% \quad (4.3)$$

kde Z_{teor} označuje teoretickou impedanci a $\Delta|Z|$ označuje absolutní odchylku impedance určenou rovnicí (4.1).

Vzorec pro absolutní odchylku $\delta\varphi$:

$$\delta\varphi = \frac{\Delta\varphi}{\varphi_{teor}} \cdot 100\% \quad (4.4)$$

kde φ_{teor} označuje fázi teoretické impedance a $\Delta\varphi$ označuje absolutní odchylku fáze impedance určenou rovnicí (4.2).

Relativní odchylky pro jednotlivé RC články jsou určeny jako průměr relativních odchylek měřené a teoretické impedance na pěti frekvencích a jejich hodnoty udává Tabulka 4-4.

TABULKA 4-4: RELATIVNÍ CHYBA NAMĚŘENÉ IMPEDANCE

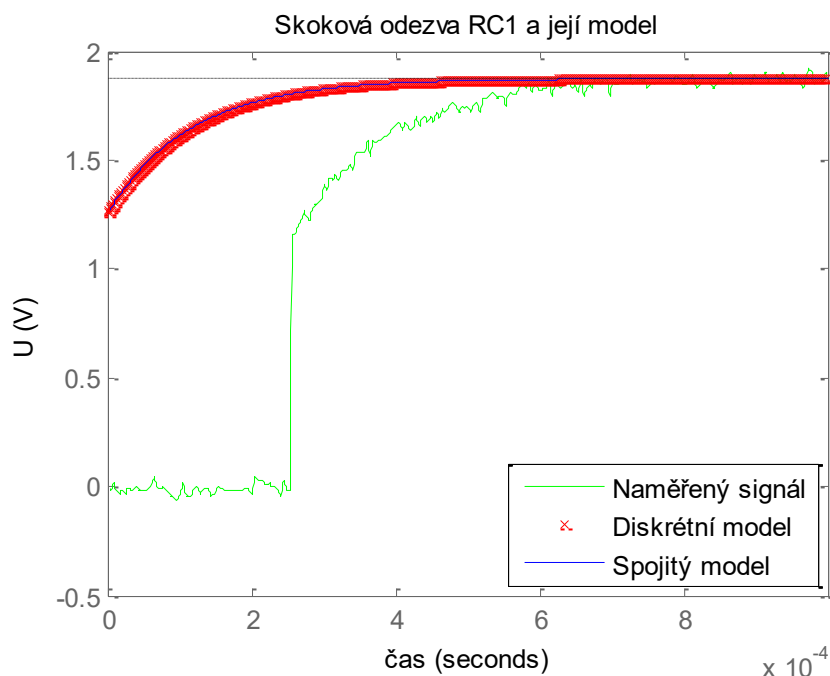
Označení RC článku	Odchylka amplitudy (%)	Odchylka fáze (%)
RC1	0,5302	10,1063
RC2	1,0577	14,1276
RC3	0,6375	3,8719
RC4	0,5385	5,0189
RC5	0,6738	10,7351
RC6	0,5228	13,3722
RC7	0,4407	5,3886
RC8	0,8420	6,5555
průměr	0,6554	8,6470

Ověřené reálné hodnoty impedance se nevzdalují od hodnot předpokládané teoretické impedance v průměru o více než 1 % pro absolutní hodnotu impedance a 10 % pro fázi impedance. Přičemž vzhledem k nízkým hodnotám fáze takto vysoká relativní chyba vznikla pravděpodobně také díky zaokrouhlování. Absolutní odchylka fáze se v průměru pohybuje pouze v řádu několika tisícín radiánů (maximální průměrná odchylka pro jeden RC článek je 0,0165 rad). Proto nebyla provedena žádná další kalibrace vstupních dat.

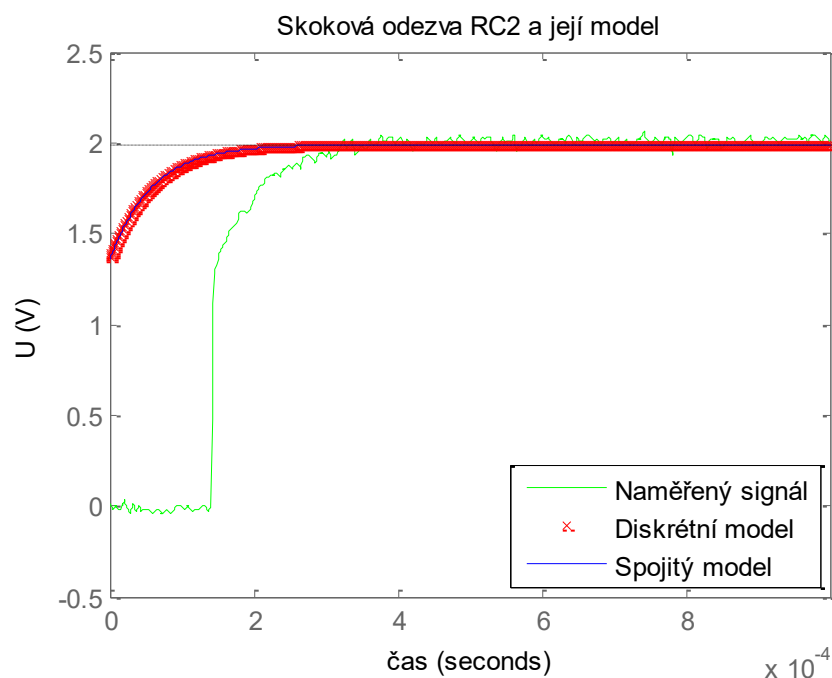
5 Frekvenční analýza změřených dat

Pomocí algoritmu navrženého v kapitole 3.3 byly určeny LAFCH a LFFCH impedance osmi různých RC článků. Nejprve byly určeny modely skokové odezvy a jejich parametry. Na základě těchto parametrů byly následně určeny LAFCH a LFFCH impedance těchto RC článků. Frekvenční analýza byla provedena pro signály získané z měření č. 1 (viz kapitola 4.1). Zdrojový kód pro frekvenční analýzu se nachází v souboru *identifikace_RC.m*.

Na Obrázek 5-1 a na Obrázek 5-2 jsou vykresleny signály změřené jako odezva na skokový signál daného RC článku (RC1 a RC2) a pak také skoková odezva modelu určeného z tohoto signálu. Data modelu jsou oproti reálnému signálu posunuta po ose x, neboť při simulování skokové odezvy určeného modelu se vychází ze skokové změny napětí v čase $t = 0$.



OBRÁZEK 5-1: MODEL SKOKOVÉ ODEZVY PRO RC1



OBRÁZEK 5-2: MODEL SKOKOVÉ ODEZVY PRO RC2

5.1 Parametry aproximovaného přenosu

Tabulka 5-1 a Tabulka 5-2 ukazují aproximované parametry pro napěťový přenos u_{RC} a u_R . Označení parametrů vyplývá z rovnice (3.22), která popisuje napěťový přenos. Tyto parametry jsou výstupem aproximačního algoritmu.

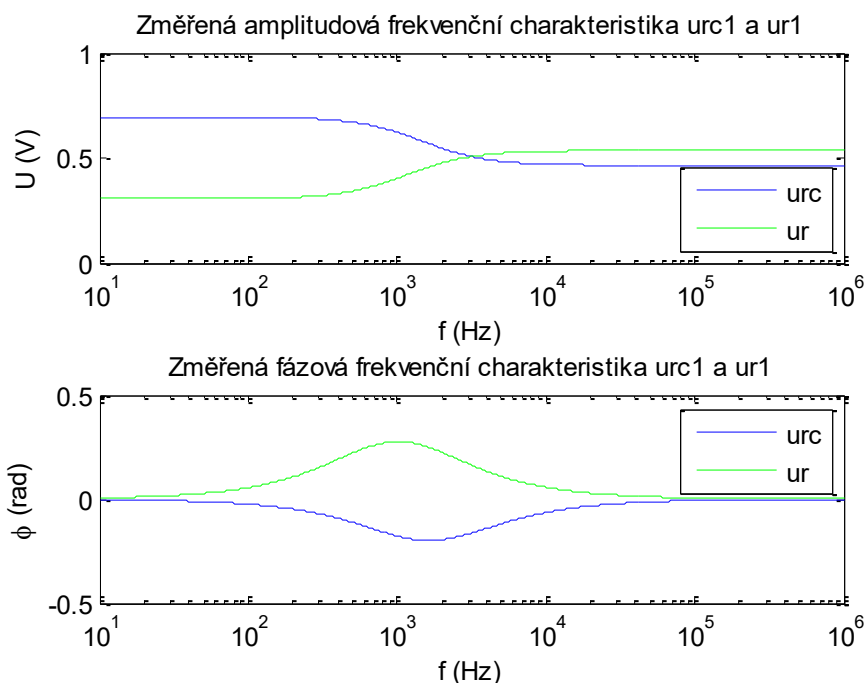
TABULKA 5-1: HODNOTY APROXIMOVANÝCH PARAMETRŮ MODELU NAPĚTÍ U_{RC}

Označení RC článku	K	konst1 ($\cdot 10^{-5}$)	konst2 ($\cdot 10^{-5}$)
RC1	0,6942	7,8318	11,6910
RC2	0,7368	4,0144	5,8934
RC3	0,7435	2,6397	4,8121
RC4	0,7287	1,9612	2,5842
RC5	0,6928	9,4805	1,1829
RC6	0,7158	3,4669	4,0463
RC7	0,7442	3,6229	5,0517
RC8	0,7126	1,4724	2,4841

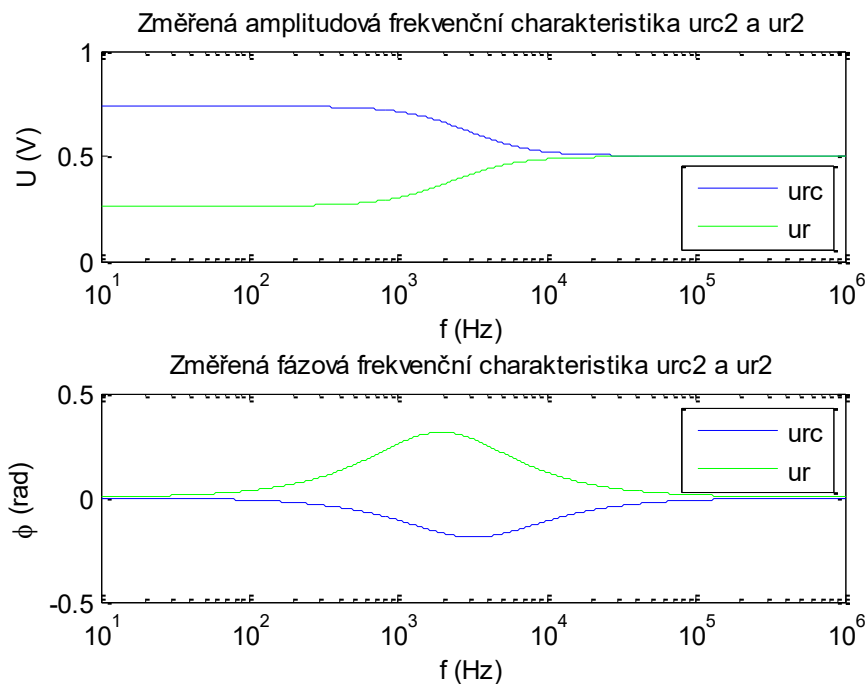
TABULKA 5-2: HODNOTY APROXIMOVANÝCH PARAMETRŮ MODELU NAPĚTÍ U_R

Označení RC článku	K	konst1 ($\cdot 10^{-5}$)	konst2 ($\cdot 10^{-5}$)
RC1	0,3058	20,4510	11,6910
RC2	0,2632	11,1540	5,8934
RC3	0,2565	11,1100	4,8121
RC4	0,2713	4,2573	2,5842
RC5	0,3072	17,1250	11,8290
RC6	0,2842	5,5058	4,0463
RC7	0,2558	9,2088	5,0517
RC8	0,2874	4,9918	2,4841

Aproximované parametry slouží k následnému určení frekvenčních charakteristik výstupních napětí a poté také impedance a k ověření hodnot použitých součástek. Kontrolou správnosti určení těchto parametrů je i rovnost parametru *konst2* pro modely obou napětí. Tato podmínka je v tomto případě splněna. Frekvenční charakteristiky výstupních napětí odhadnuté ze změřených výstupních signálů pro RC články RC1 a RC2 ukazuje Obrázek 5-3 a Obrázek 5-4.



OBRÁZEK 5-3 : APROXIMOVANÉ LAFCH A LFFCH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NA RC1

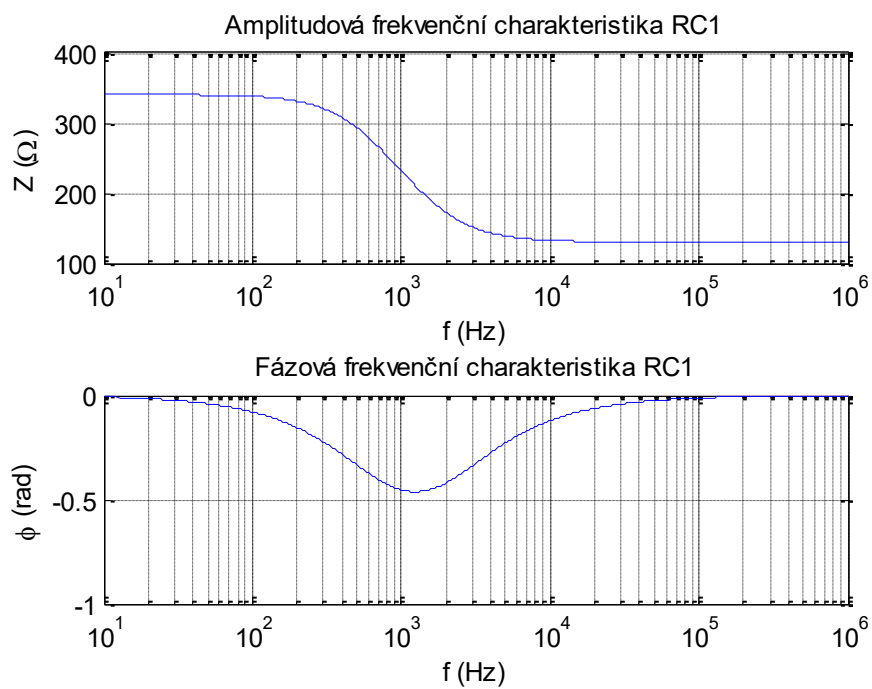


OBRÁZEK 5-4: APROXIMOVANÉ LAFCH A LFFCH VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NA RC2

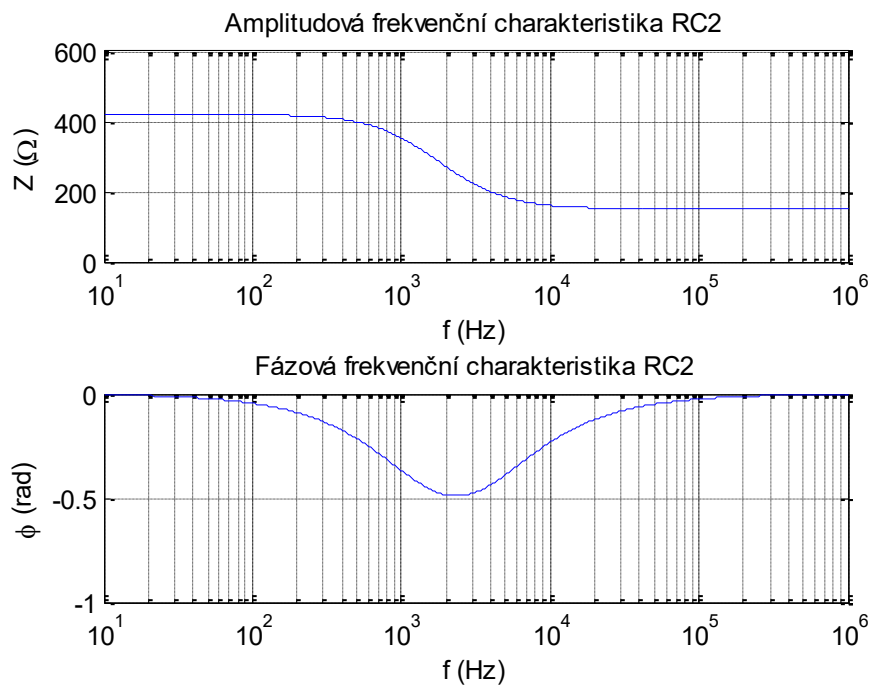
5.2 Frekvenční charakteristiky impedance

Pomocí rovnice (3.34) jsou z modelu výstupních napětí určeny výsledné LAFCH a LFFCH impedance všech RC článků. Grafickým vyhodnocením z Obrázek 5-5 a Obrázek 5-6 lze dospět k závěru, že tyto frekvenční charakteristiky svým tvarem odpovídají očekávanému průběhu na základě znalosti teoretických frekvenčních charakteristik. Jejich kvantitativní porovnání je dále provedeno v kapitole 6.2.

Z průběhů aproximovaných frekvenčních charakteristik lze také přibližně odhadnout hodnoty původních použitých součástek. Hodnoty LAFCH při nízkých frekvencích odpovídají součtu hodnot R_1 a R_2 daného RC článku a hodnoty LAFCH při vysokých frekvencích odpovídají hodnotě R_1 . Ze zde vyobrazených grafů lze tedy odhadnout, že RC článek RC1 má R_1 v rozmezí od 100 do 150 Ω a součet R_1 a R_2 přibližně 350 Ω . RC článek RC2 má pak R_1 v rozmezí od 100 do 200 Ω a součet R_1 a R_2 přibližně 400 Ω . Ve skutečnosti jsou tyto hodnoty 120 Ω , 340 Ω , 150 Ω a 420 Ω resp.



OBRÁZEK 5-5: APROXIMOVANÁ LAFCH A LFFCH IMPEDANCE RC1



OBRÁZEK 5-6: APROXIMOVANÁ LAFCH A LFFCH IMPEDANCE RC2

5.3 Zpětné určení hodnot součástek

Rovnice přenosu obsahuje konstanty zapsané podle vzorců (3.19), (3.20) a (3.21), z nichž lze zpětně určit hodnoty součástek použitých pro daný RC článek. Přibližně vypočítané hodnoty součástek určené ze signálů obsahuje Tabulka 5-3.

Aproximované hodnoty jednotlivých součástek lze spočítat za použití konstant z Tabulka 5-1 jako:

$$R_1 = \frac{\text{konst1} \cdot R_{REF} \cdot K}{\text{konst2} - K \cdot \text{konst1}} \quad (5.1)$$

$$R_2 = \frac{K \cdot R_{REF} + R_1 \cdot (K - 1)}{1 - K} \quad (5.2)$$

$$C = \frac{\text{konst1} \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2} \quad (5.3)$$

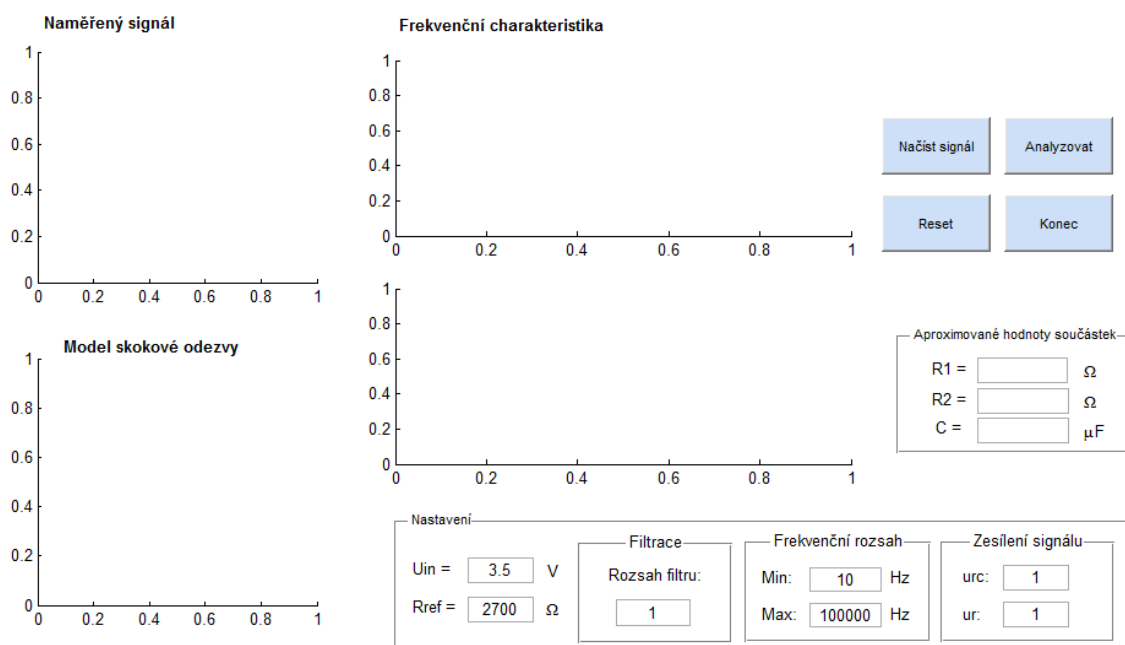
TABULKA 5-3: APROXIMOVANÉ HODNOTY SOUČÁSTEK

Označení RC článku	R ₁ (Ω)	R ₂ (Ω)	C (μF)
RC1	130,3912	210,0911	0,9734
RC2	151,1438	268,8141	0,4149
RC3	103,3159	331,5339	0,3351
RC4	185,5737	217,2716	0,1959
RC5	187,2566	150,9876	1,1342
RC6	237,8951	139,9090	0,3935
RC7	171,6977	264,7341	0,3479
RC8	109,6782	262,1540	0,1904

5.4 Implementace GUI

Pro uživatelsky přehlednější frekvenční analýzu bylo v MATLABu vytvořeno grafické uživatelské rozhraní (GUI; viz Obrázek 5-7), které umožňuje jednotlivé naměřené signály zpracovávat podle algoritmu vytvořeného v této diplomové práci. Toto GUI obsahuje několik grafů a ovládacích prvků popsanych v následujících kapitolách.

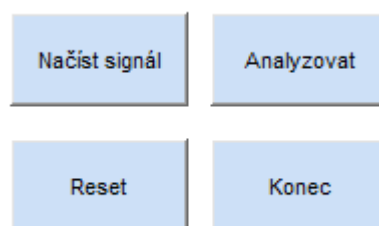
Frekvenční charakteristika impedance



OBRÁZEK 5-7: GRAFICKÉ UŽIVATELSKÉ ROZHRANÍ

5.4.1 Ovládání

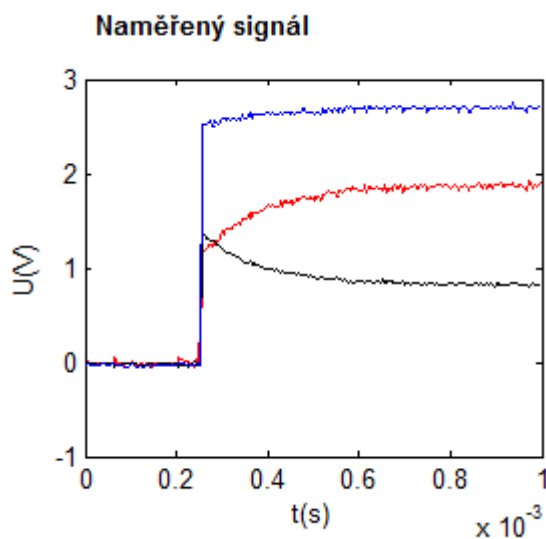
V GUI má uživatel možnost použít jedno ze čtyř tlačítek (viz Obrázek 5-8), pomocí nichž je možné načíst naměřené signály a následně tyto signály analyzovat. Tlačítko *Reset* slouží k vymazání dat a k uvedení GUI do původního stavu (smažou se všechna načtená i vypočítaná data a vymažou se grafy). Tlačítkem *Konec* dojde k zavření GUI a ukončení programu.



OBRÁZEK 5-8: OVLÁDACÍ TLAČÍTKA V GUI

5.4.2 Načtení signálu

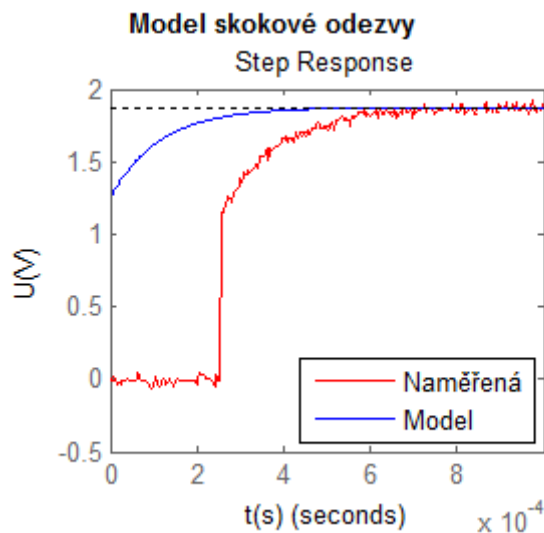
Po kliknutí na tlačítko *Načíst signál* je uživatel vyzván k načtení naměřeného signálu ve formátu csv souboru. Po potvrzení se v prvním grafu s titulkem *Naměřený signál* vykreslí signál, resp. napětí na RC člunku u_{RC} , napětí na referenčním rezistoru u_R a vstupní napětí u (viz Obrázek 5-9).



OBRÁZEK 5-9: NAČTENÝ SIGNÁL V GUI

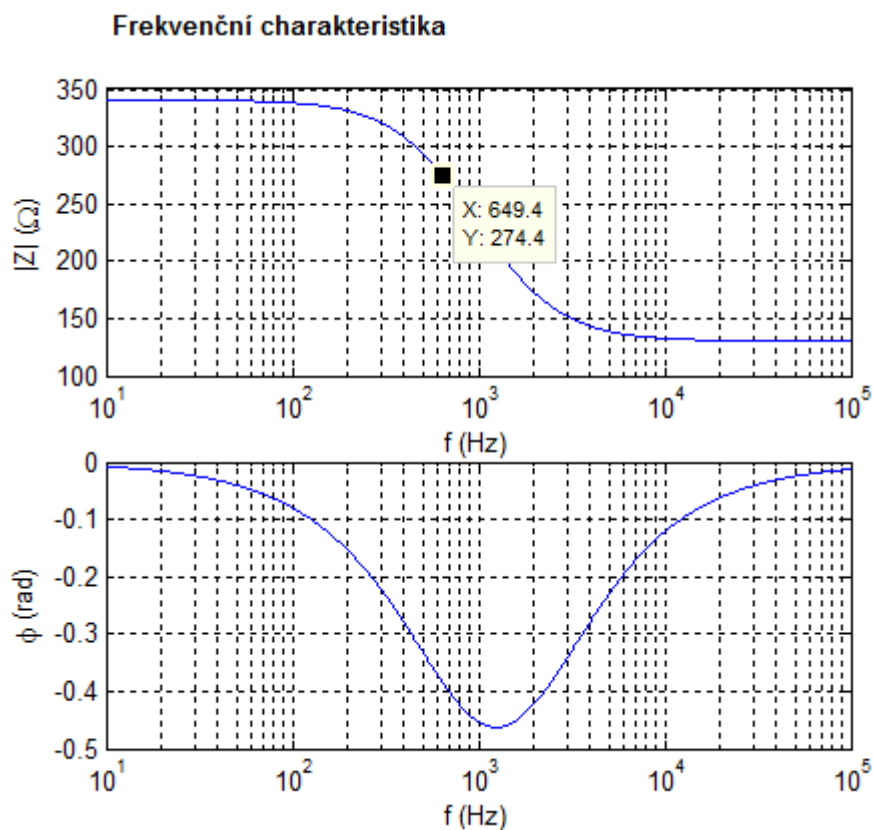
5.4.3 Model skokové odezvy a frekvenční charakteristiky

Po kliknutí na tlačítko *Analyzovat* se začne naměřený signál zpracovávat. Nejprve se podle vytvořeného aproximačního algoritmu určí model napětí u_{RC} , který se následně vykreslí do grafu společně s naměřeným napětím (viz Obrázek 5-10).



OBRÁZEK 5-10: MODEL SKOKOVÉ ODEZVY V GUI

Poté se z odhadnutých parametrů modelu určí amplitudová a fázová frekvenční charakteristika, která se rovněž vykreslí do grafu (viz Obrázek 5-11). V grafu je možné pomocí kurzoru vybrat jednotlivá data frekvenční charakteristiky a zobrazit jejich hodnoty.



OBRÁZEK 5-11: FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA V GUI

Uživatel má rovněž možnost celé GUI resetovat (vymažou se všechny grafy a pole), nebo GUI ukončit. Před načtením nového signálu se všechna pole a všechny grafy v GUI automaticky resetují.

5.4.4 Určení hodnot součástek

Po skončení frekvenční analýzy načteného signálu se do GUI vypíše aproximované hodnoty součástek použitých v RC článku, na kterém byla odezva na skokové napětí měřena (viz Obrázek 5-12).

Aproximované hodnoty součástek		
R1 =	130.391	Ω
R2 =	210.091	Ω
C =	0.9734	μF

OBRÁZEK 5-12: APROXIMOVANÉ HODNOTY SOUČÁSTEK V GUI

5.4.5 Možnosti nastavení

Vytvořené GUI disponuje několika možnostmi nastavení. Jsou jimi:

- Hodnota vstupního skokového napětí (u_{in})

- Hodnota R_{REF}
- Filtrace
- Frekvenční rozsah
- Zesílení měřených signálů

Možnosti nastavení jsou zobrazeny na Obrázek 5-13.

OBRÁZEK 5-13: NASTAVENÍ V GUI

V rámci měření signálů v této diplomové práci byla hodnota referenčního odporu zapojeného k jednotlivým RC článkům $150\ \Omega$ (resp. $2,7\ k\Omega$ pro přípravek pro měření bioimpedance). Pro různá měření však může tato hodnota být jiná, proto má zde uživatel možnost tuto hodnotu nastavit. Stejně tak i hodnota vstupního skokového napětí může být různá a uživatel ji může měnit.

Signál může být také znehodnocen šumem. Pro tento případ byl implementován jednoduchý filtr v MATLABu příkazem *smooth*. Tento filtr na základě zadaného koeficientu filtruje vstupní data jejich zprůměrováním. Rozsah filtru *smooth* je nastavitelný v rozmezí od 1 do 20, přičemž 1 odpovídá signálu bez filtrace a 20 je maximální nastavitelná hodnota filtrace.

Frekvenční rozsah je možné zvolit libovolně v rozsahu 1 Hz až 1 MHz. Pro optimální časovou náročnost byl experimentálně určen maximální počet vykreslovaných vzorků. Při vyšším frekvenčním rozsahu se tak zvyšuje i krok mezi jednotlivými vykreslenými frekvencemi. Velikost kroku byla spočítána jako:

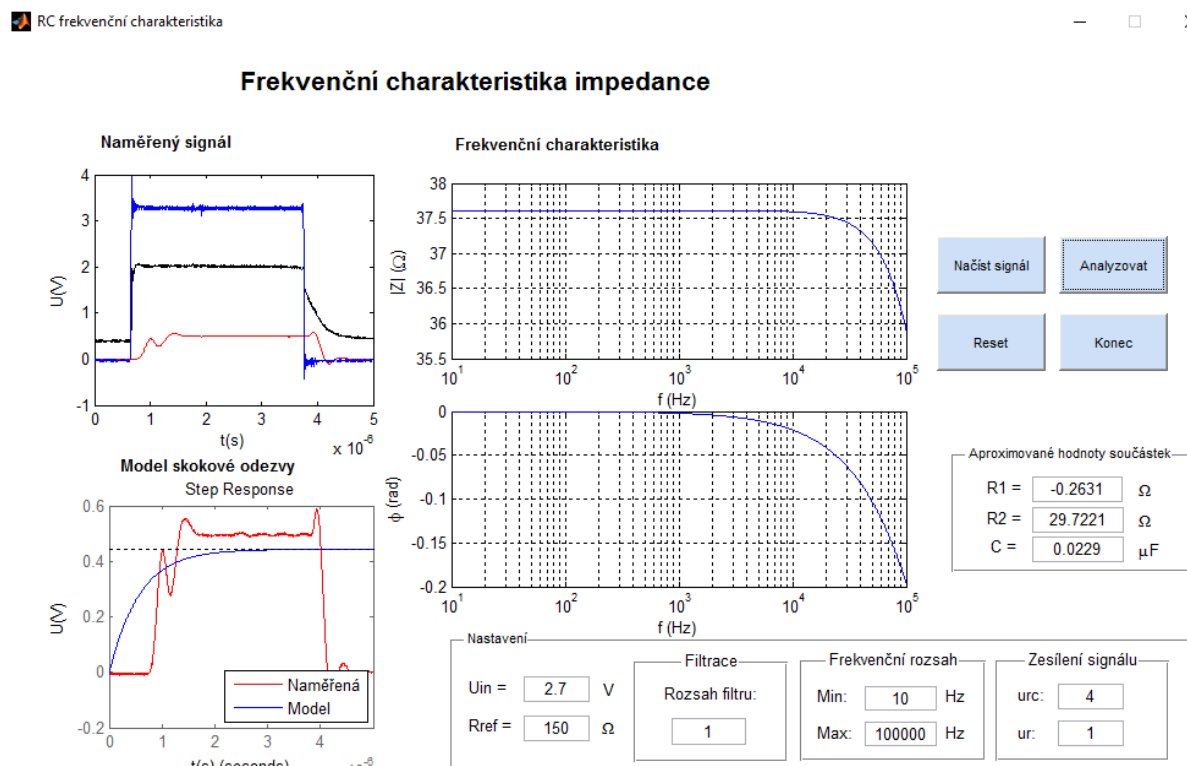
$$krok = \frac{f_{max}}{f_{min}} \frac{1}{100000} \quad (5.4)$$

Kde f_{max} je maximální frekvence zvolená uživatelem a f_{min} je frekvence minimální. Podíl těchto frekvencí označuje počet vykreslených vzorků v grafech se semilogaritmickým měřítkem.

Naměřený výstupní signál může být také různě zesílen (konkrétně zesílení signálu při měření č. 2), proto má uživatel možnost zesílení signálu nastavit. Signál se tak automaticky přepočítá a analýza je prováděna na základě nezesíleného signálu.

5.5 Frekvenční analýza signálů z měření č. 2

Jak už bylo zmíněno v kapitole 4.3, signály získané z měření č. 2 obsahují zákmit z mikroprocesoru, který ovlivňuje výstupní signály. Obrázek 5-14 ukazuje analýzu signálu za použití vytvořeného GUI v MATLABu.



OBRÁZEK 5-14: FREKVENČNÍ ANALÝZA SIGNÁLU Z MĚŘENÍ Č. 2 V GUI

Z této analýzy je patrné, že pomocí navrženého algoritmu nelze správně určit model výstupního napětí (skokové odezvy RC článku) a tudíž ani frekvenční charakteristiky impedance RC článku. Skoková odezva modelu ani frekvenční charakteristiky nedosahují předpokládaného tvaru.

Z chybně určeného modelu a jeho parametrů jsou pak také chybně určeny hodnoty součástek. Kvůli výskytu zákmitu, který se na vstupu objevuje v současném hardwarovém řešení přípravku pro měření bioimpedance, je znemožněno správné učení frekvenčních charakteristik. Také proto je ve vyhodnocování algoritmu a chyb měření v kapitole 6 zahrnuto pouze měření č. 1.

6 Vyhodnocení

Poslední kapitolou této diplomové práce je vyhodnocení přesnosti aproximace frekvenčních charakteristik pomocí navrženého algoritmu. Díky tomuto algoritmu, který byl implementován v prostředí MATLABu, byly určeny frekvenční charakteristiky výstupních napětí všech RC článků. Z těchto frekvenčních charakteristik pak byly určeny frekvenční charakteristiky impedancí jednotlivých RC článků. Ty by v ideálním případě měly být shodné s teoretickými frekvenčními charakteristikami určenými na základě znalosti hodnot součástek.

Součástí vyhodnocení algoritmu je také určení jeho výpočetní náročnosti. Díky použití metody nejmenších čtverců obsahuje algoritmus maticové násobení a určování inverzní matice, které mají podle Landauovy notace složitost $O(n^3)$. Z tohoto důvodu má počet vzorků měřeného signálu velký vliv na délce časového úseku, za nějž je algoritmus schopný aproximovat frekvenční charakteristiky daného RC článku. Algoritmus je výpočetně náročnější než například použití rychlé Fourierovy transformace, jejíž složitost je $O(n \cdot \log n)$.

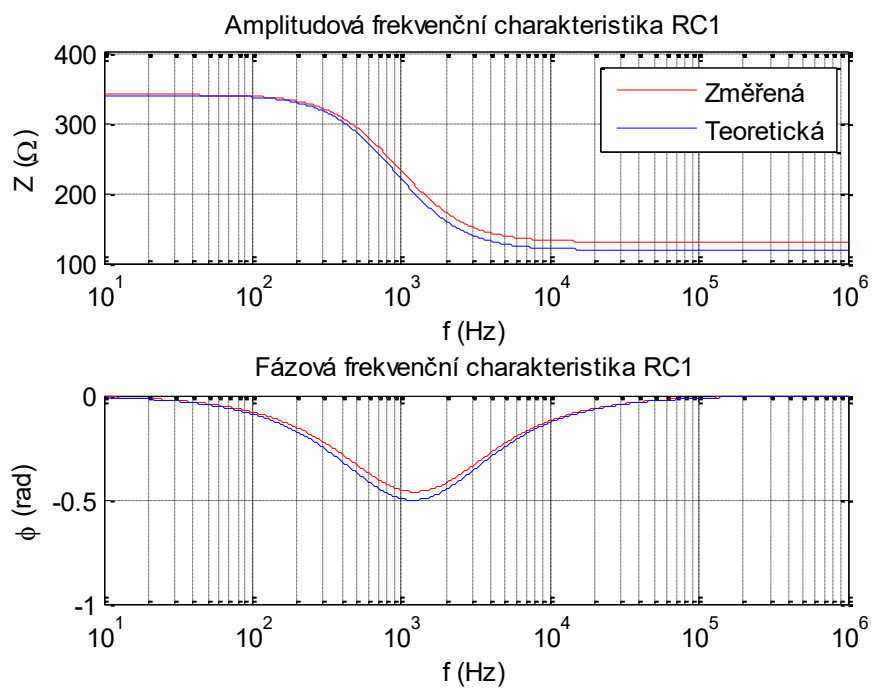
Ke zhodnocení funkčnosti a efektivnosti algoritmu je dále zapotřebí porovnat teoretické a aproximované frekvenční charakteristiky, a to jak graficky, tak také výpočetně. Ke grafickému porovnání slouží výstupy v podobě LAFCH a LFFCH. Pro kvantitativní zhodnocení je zapotřebí vypočítat absolutní a relativní chybu aproximace, která udává míru nepřesnosti odhadu, a absolutní a relativní chybu odhadu použitých součástek.

Velkou roli na kvalitě aproximace hraje kvalita snímaného signálu. Může se stát, že signály na výstupu obsahují množství šumu, které zmenšuje přesnost frekvenční analýzy. Tento šum lze do značné míry redukovat filtrací. I přesto je důležité pro aproximaci používat co nejkvalitnější data.

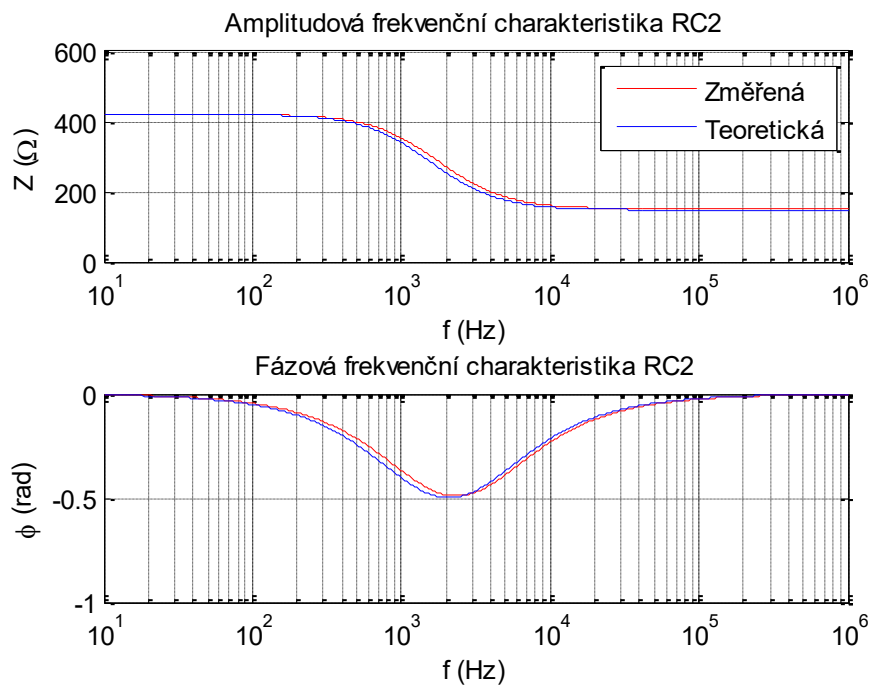
6.1 Porovnání teoretické a aproximované frekvenční charakteristiky

Grafické výstupy frekvenčních charakteristik jsou výstupem programu v MATLABu. V rámci porovnání jsou do grafu vyneseny křivky jak pro teoretickou frekvenční charakteristiku, tak i pro frekvenční charakteristiku určenou pomocí aproximace jejích parametrů. Jako ukázka grafického srovnání slouží frekvenční charakteristiky čtyř RC článků (RC1, RC2, RC3, RC4) zobrazené na Obrázek 6-1, Obrázek 6-2, Obrázek 6-3 a Obrázek 6-4.

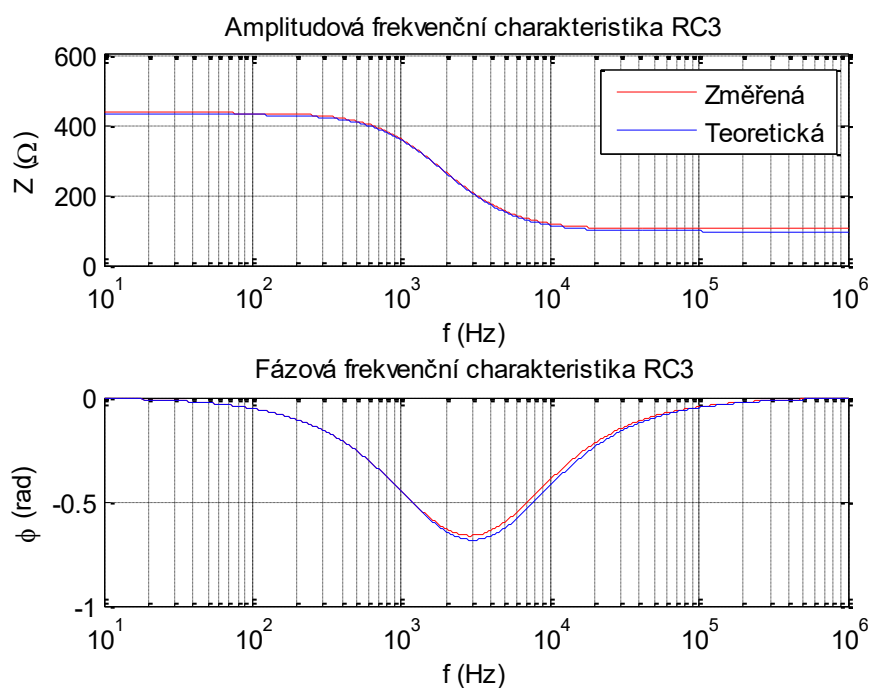
Z těchto grafů je patrné, že aproximované frekvenční charakteristiky přibližně odpovídají průběhu teoretických frekvenčních charakteristik určených na základě znalosti hodnot součástek. Pro jejich přesnější porovnání jsou v kapitole 6.2 spočítány absolutní a relativní chyby aproximace frekvenčních charakteristik impedance všech RC článků.



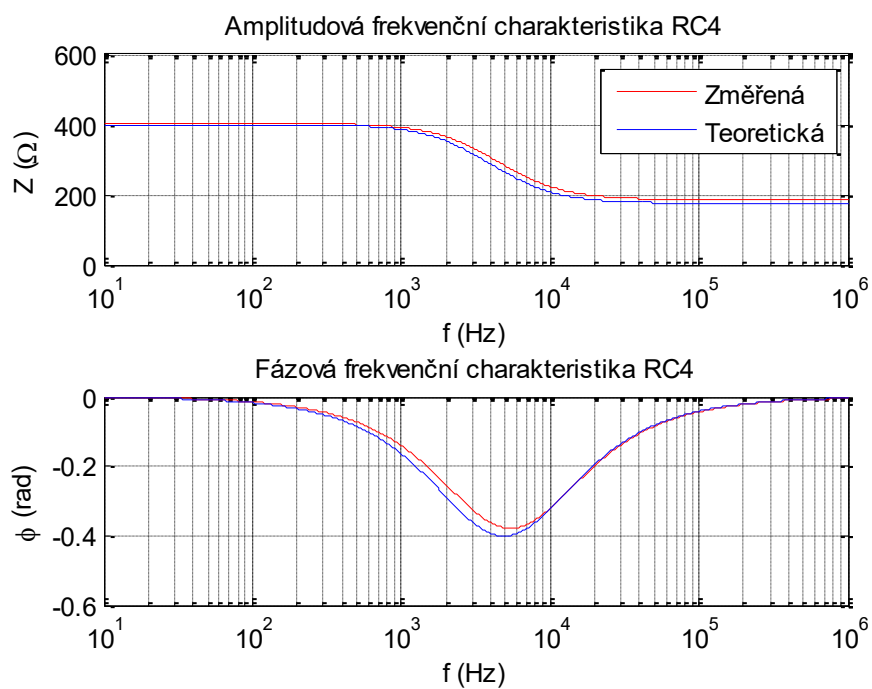
OBRÁZEK 6-1: SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK PRO RC1



OBRÁZEK 6-2: SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK PRO RC2



OBRÁZEK 6-3: SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK PRO RC3



OBRÁZEK 6-4: SROVNÁNÍ FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK PRO RC4

6.2 Chyby aproximace frekvenčních charakteristik

Spočítané chyby aproximace slouží jako kvantitativní vyhodnocení přesnosti vytvořené metody při určování frekvenčních charakteristik impedance RC článků. Hodnota odchylky aproximované frekvenční charakteristiky vůči ideální byla vypočítána jako jejich průměrný rozdíl na všech určených frekvencích. Pro tento výpočet byly použity rovnice (4.1), (4.2), (4.3) a (4.4), pomocí nichž byly v kapitole 4.4 určené hodnoty odchylek při měření impedance RLC metrem. V MATLABu pro tento výpočet byla použita funkce *mean*:

```
chyba_abs = mean(abs(ABS_mer-ABS_teor))  
chyba_phase = mean(abs(PHASE_mer-PHASE_teor))
```

Hodnoty absolutních odchylek amplitudy a fáze jsou zapsány v Tabulka 6-1, hodnoty relativních odchylek jsou uvedeny v Tabulka 6-2. Všechny tyto hodnoty jsou výstupem aproximačního algoritmu implementovaném v MATLABu a jejich průměrné vyhodnocení je provedeno pomocí kódu v souboru *odchylky.m*.

TABULKA 6-1: ABSOLUTNÍ CHYBA APROXIMOVANÉ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY IMPEDANCE

Označení RC článku	Odchylka amplitudy (Ω)	Odchylka fáze (rad)
RC1	11,3904	0,0006
RC2	3,3551	0,0012
RC3	6,2989	0,0021
RC4	10,2516	0,0008
RC8	8,2227	0,0009
RC6	20,1256	0,0007
RC7	24,6346	0,0034
RC8	14,3774	0,0010
průměr	12,3320	0,0013

TABULKA 6-2: RELATIVNÍ CHYBA APROXIMOVANÉ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY IMPEDANCE

Označení RC článku	Odchylka amplitudy (%)	Odchylka fáze (%)
RC1	9,5158	7,3215
RC2	2,2692	3,6422

RC3	6,2706	5,6649
RC4	5,7776	1,2603
RC8	4,5766	10,2967
RC6	9,2048	3,5719
RC7	16,5109	15,2536
RC8	14,5305	5,0633
průměr	8,5820	6,5093

Absolutní odchylka amplitudy aproximované frekvenční charakteristiky se pohybuje do hodnoty 25Ω (maximální hodnota pro RC7), její průměrná hodnota je $12,332 \Omega$. Absolutní odchylka fáze nabývá maximální hodnoty $0,0034 \text{ rad}$ (také pro RC7) a její průměrná hodnota je $0,0013 \text{ rad}$.

Co se týká relativní chyby aproximace frekvenčních charakteristik výstupní impedance RC článku, její průměrná hodnota pro LAFCH je $8,582 \%$, kde maximální hodnotou je odchylka $16,5109 \%$ pro RC7. Průměrná relativní odchylka LFFCH je $6,5093 \%$, přičemž maxima opět nabývá hodnota pro RC7 ($15,2536 \%$).

Takto vysoké chyby aproximace pro RC článek RC7 jsou pravděpodobně způsobeny chybou při měření, kde se ve vstupním a výstupních signálech objevuje vyšší množství šumu, který je následně nutné filtrovat. I přes filtraci šumu pomocí funkce *smooth* v MATLABu se však tato chyba v měření podepisuje na kvalitě výsledné aproximace LAFCH a LFFCH impedance RC článku.

6.3 Chyby aproximace součástek

Další možností vyhodnocení přesnosti aproximace je vypočítání odchylek určených hodnot součástek oproti hodnotám skutečně použitým. Tabulka 6-3, Tabulka 6-4 a Tabulka 6-5 zobrazují srovnání skutečných a aproximovaných hodnot součástek (R_1 , R_2 , C) a jejich absolutní a relativní odchylky.

TABULKA 6-3: ABSOLUTNÍ A RELATIVNÍ CHYBA ODHADU HODNOTY R_1

Označení RC článku	Skutečná hodnota $R_1 (\Omega)$	Aproximovaná hodnota $R_1 (\Omega)$	Absolutní odchylka $\Delta R_1 (\Omega)$	Relativní odchylka $\delta R_1 (\%)$
RC1	120	130,3912	10,3912	8,6593
RC2	150	151,1438	1,1438	0,7626
RC3	100	103,3159	3,3159	3,3159
RC4	180	185,5737	5,5737	3,0965

RC5	180	187,2566	7,2566	4,0314
RC6	220	237,8951	17,8951	8,1341
RC7	150	171,6977	21,6977	14,4651
RC8	120	109,6782	9,6782	9,6782
průměr			9,6190	6,5179

Absolutní a relativní odchylky pro rezistor R_1 jsou vypočítány z jeho skutečných a aproximovaných hodnot podle následujících rovnic:

$$\Delta R_1 = |R_1 - R_{1_aprox}| \quad (6.1)$$

$$\delta R_1 = \frac{\Delta R_1}{R_1} \cdot 100\% \quad (6.2)$$

Parametr *aprox* označuje aproximovanou hodnotu dané součástky. Hodnota bez tohoto parametru, je hodnota skutečná. To platí i pro následující rovnice (6.3), (6.4), (6.5) a (6.6).

TABULKA 6-4: ABSOLUTNÍ A RELATIVNÍ CHYBA ODHADU HODNOTY R_2

Označení RC článku	Skutečná hodnota R_2 (Ω)	Aproximovaná hodnota R_2 (Ω)	Absolutní odchylka ΔR_2 (Ω)	Relativní odchylka δR_2 (%)
RC1	220	210,0911	9,9089	4,5040
RC2	270	268,8141	1,1859	0,4392
RC3	330	331,5339	1,5339	0,4648
RC4	220	217,2716	2,7284	1,2402
RC5	150	150,9876	0,9876	0,6584
RC6	150	139,9090	10,0910	6,7273
RC7	270	264,7341	5,2659	1,9503
RC8	220	262,1540	7,8460	2,9059
průměr			4,9435	2,3613

Absolutní a relativní odchylky pro rezistor R_2 jsou vypočítány z jeho skutečných a aproximovaných hodnot podle následujících rovnic:

$$\Delta R_2 = |R_2 - R_{2_aprox}| \quad (6.3)$$

$$\delta R_2 = \frac{\Delta R_2}{R_2} \cdot 100\% \quad (6.4)$$

TABULKA 6-5: ABSOLUTNÍ A RELATIVNÍ CHYBA ODHADU HODNOTY C

Označení RC článku	Skutečná hodnota C (μF)	Aproximovaná hodnota C (μF)	Absolutní odchylka ΔC (μF)	Relativní odchylka δC (%)
RC1	1	0,9734	0,0266	2,6582
RC2	0,4700	0,4149	0,0551	11,7155
RC3	0,3300	0,3351	0,0051	1,5496
RC4	0,2200	0,1959	0,0241	10,9348
RC5	1	1,1342	0,1342	13,4182
RC6	0,4700	0,3935	0,0765	16,2711
RC7	0,3300	0,3479	0,0179	5,4098
RC8	0,2200	0,1904	0,0296	13,4479
průměr			0,0461	9,4256

Absolutní a relativní odchylky pro kondenzátor C jsou vypočítány z jeho skutečných a aproximovaných hodnot podle následujících rovnic:

$$\Delta C = |C - C_{aprox}| \quad (6.5)$$

$$\delta C = \frac{\Delta C}{C} \cdot 100\% \quad (6.6)$$

Hodnoty průměrných odchylek jsou pak následně spočítány jako průměr všech absolutních, resp. relativních odchylek pro danou součástku.

Odchylky hodnot odporů jsou aproximovány s absolutní chybou v řádu jednotek Ohmů. Jejich průměrná relativní chyba je pak 6,5179 % pro aproximaci R_1 a 2,3613 % pro aproximaci R_2 .

Odchylky hodnot kapacity jsou v řádech desítek nF. Absolutní chyba jejich aproximace je v průměru 0,0461 μF a relativní chyba je 9,4256 %.

Lze říci, že žádná relativní chyba aproximace nepřesahuje 16,6 %. Toto číslo by bylo možné dále snížit kvalitnějším opětovným měřením, které by zaručovalo nižší podíl šumu na snímaných signálech.

Závěr

Cílem této diplomové práce bylo navrhnout algoritmus, který by umožňoval určení frekvenční charakteristiky RC článků – v širším kontextu pak obecně frekvenčně analyzovat měřenou bioimpedanci. Pro samotné měření bylo sestaveno 8 sérioparalelních RC článků, jejichž impedance se pohybuje v řádech stovek ohmů. Jejich účelem je elektricky simulovat tkáň. K těmto RC článkům byl připojen referenční rezistor o známé hodnotě.

Algoritmus byl navržen jako proces identifikace systému pomocí určení jeho modelu a aproximace parametrů tohoto modelu. Teoretický návrh obsahuje matematické odvození rovnic popisujících přenos RC článku jako systému se vstupními a výstupními signály. Samotný aproximační algoritmus se skládá z několika částí: odhad parametrů diskrétního přenosu, převod na spojitý přenos a určení aproximované frekvenční charakteristiky. Parametry matematického modelu jsou aproximovány pomocí metody nejmenších čtverců. Díky takto získaným parametrům je pak možné určit frekvenční charakteristiky výstupních napětí a frekvenční charakteristiky impedancí všech použitých RC článků.

Měření bylo provedeno jako snímání odezvy RC článků na vstupní skokové napětí jak na samotných RC člancích v případě měření č. 1, tak také na RC člancích zapojených do přípravku pro měření bioimpedance v případě měření č. 2. Měření č. 2 neposkytlo očekávané výsledky použitelné pro frekvenční analýzu impedance RC článků, a to kvůli současnému hardwarovému řešení přípravku. V současné době je však v rámci rozsáhlejšího projektu přípravek vylepšován, a tak lze předpokládat, že s novým řešením bude možné analyzovat signály také z tohoto měření.

Získané signály byly frekvenčně analyzovány na základě metody MRPDD pomocí navrženého algoritmu. Pro každý jednotlivý RC článek byly vytvořeny modely a aproximovány parametry těchto modelů. Díky tomu bylo možné v dalším kroku určit frekvenční charakteristiky RC článků. Výstupem algoritmu je kromě frekvenčních charakteristik také odhad hodnoty součástí, které byly pro sestavení daného RC článku použity.

Současně také bylo vytvořeno grafické uživatelské rozhraní v MATLABu, které umožňuje analyzovat libovolné signály z libovolného měření a ve kterém je implementován algoritmus navržený v této diplomové práci. Toto grafické uživatelské rozhraní ukazuje, jak by v případě další implementace mohla vypadat softwarová část pro klinické měření bioimpedance.

Aproximované frekvenční charakteristiky byly srovnány s teoretickými charakteristikami RC článků, byly spočítány jejich absolutní a relativní odchylky. Hodnota relativní odchylky LAFCH je v průměru 8,58 %, s maximální hodnotou 16,51 %. Hodnota relativní odchylky LFFCH je v průměru 6,51 % s maximální hodnotou 15,25 %. Přesnost aproximace byla také určena pro hodnoty součástí použitých pro konstrukci RC článků. Tyto hodnoty jsou určeny s průměrnou přesností 6,52 % pro rezistor R_1 , 2,36 % pro rezistor R_2 a 9,43 % pro kondenzátor C.

Vysoké hodnoty odchylek se vyskytují u signálů, u nichž se objevuje vyšší množství šumu, což ve výsledku ovlivňuje i průměrnou přesnost aproximace pro všechny RC články. Přesnost určení frekvenčních charakteristik byla spočítána pouze pro měření č. 1. Měření na přípravku pro měření

bioimpedance by však mělo poskytnout kvalitnější signály co se týká zatížení šumem a tím pádem je možné očekávat, že i přesnost aproximace by byla vyšší.

Ačkoliv to zadání práce přímo neobsahuje, dalším krokem při vývoji tohoto algoritmu by byla jeho implementace na mikrokontrolér a spojení s hardwarem přípravku pro měření bioimpedance. Velkou výhodou tohoto algoritmu je, že není vázaný na vzorkovací frekvenci analyzovaného signálu a umí tedy určit frekvenční spektrum v libovolném rozsahu zvoleném uživatelem. Jeho nevýhodou pak může být výpočetní náročnost, která je vyšší, než např. při použití FFT. Přesto je tento algoritmus schopný frekvenčně analyzovat signály v reálném čase a je tedy využitelný pro klinické aplikace měření bioimpedanční spektroskopie.

Seznam literatury

- [1] Morucci, Jean-Pierre, a další. Bioelectrical Impedance Techniques in Medicine. [editor] John R. Bourne. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*. 1996, Sv. 24, 4-6.
- [2] Grimnes, Sverre a Martinsen, Ørjan Grøttem. *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. 2. edice. New York : Academic Press, 2008. ISBN 9780123740045.
- [3] Penhaker, Marek a Augustynek, Martin. *Zdravotnické elektrické přístroje 1*. Ostrava : Vysoká škola báňská - Technická univerzita ostrava, 2013. ISBN 978-80-248-3107-7.
- [4] Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy. *Gamry Electrochemical Instruments-Potentiostat Manufacturer*. [Online] Gamry Instruments. [Citace: 11. leden 2016.] <https://www.gamry.com/application-notes/EIS/basics-of-electrochemical-impedance-spectroscopy/>.
- [5] Barsoukov, Evgenij a Macdonald, J. Ross. *Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Applications*. 2. edice. Hoboken : John Wiley & Sons, 2005. ISBN 0471647497.
- [6] Michalíková, Markéta. *Měření bioimpedance v širokém pásmu frekvencí*. Katedra kybernetiky a biomedicínského inženýrství, Fakulta elektrotechniky a informatiky. Ostrava : Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2013. Diplomová práce.
- [7] Schwan, Herman P. Electrical properties of tissues and cell suspensions: mechanisms and models. *Engineering in Medicine and Biology Society, 1994. Engineering Advances: New Opportunities for Biomedical Engineers. Proceedings of the 16th Annual International Conference of the IEEE*. 1994, stránky A70-A71.
- [8] Brown, B. H., Wilson, A. J. a Bertemes-Filho, P. Bipolar and tetrapolar transfer impedance measurement from volume conductor. *Electronics Letters*. 200, Sv. 36, 25, stránky 2060-2062.
- [9] Bera, Tushar Kanti. Bioelectrical Impedance Methods for Noninvasive Health Monitoring: A Review. *Journal of Medical Engineering*. 2014, Sv. 2014.
- [10] Bronzino, Joseph D. *The Biomedical Engineering Handbook*. 2. edice. Boca Raton : CRC Press, 1999. ISBN 9781420049510.
- [11] Proakis, John. G. a Manolakis, Dimitris G. *Digital Signal Processing, principles, Algorithms, and Applications*. 3. edice. New Jersey : Prentice-Hall, Inc., 1996. ISBN 0-13-394338-9.
- [12] Mohylová, Jitka a Krajča, Vladimír. *Zpracování biologických signálů*. Ostrava : Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, 2007. ISBN 978-80-248-1491-9.
- [13] *Předměty Katedry řídicí techniky FEL*. [Online] 2009. [Citace: 15. Duben 2016.] https://moodle.dce.fel.cvut.cz/pluginfile.php/6198/mod_page/content/22/ZRS_SI.pdf.

- [14] Aarts, dr. ir. R.G.K.M. *ResearchGate*. [Online] [Citace: 9. 3 2017.] <https://www.researchgate.net/file.PostFileLoader.html?id=57e21262615e27e1e97b9501&assetKey=AS%3A408618424913925%401474433632929>.

Seznam příloh

Příloha na CD/DVD:

- Zdrojový kód pro aproximační algoritmus v MATLABu
- Zdrojový kód a soubory pro GUI
- Naměřené signály v csv souborech